NOVA ELETRONICA

Nº 39 — MAIO/Cr$ 50,00

Novo contador universal ampliável

Na seção prática, um alarme para as lanternas de seu carro e um trêmulo para sua guitarra

Prática nas técnicas digitais — 17ª lição

Curso de semicondutores — conclusão

Atualize-se, com o glossário de microprocessamento

Testador de transistores analisa e dá o ganho de quebra

BRINDE
Tabela de
Integrados TTL

No seu carro o único "quente" deve ser o som. Nunca o Alto-falante!

Certamente, V. já reparou como uma lâmpada acesa fica quente.

É que a lâmpada incandescente por ter um baixo índice de eficiência, aproveita somente 5% da potência nela aplicada para produzir luz, gastando os restantes 95% gerando calor.

Desta forma, uma lâmpada de 40 Watts, produz 2 Watts de luz e 38 Watts de calor. Sua eficiência, portanto, é de 5%, ou seja: 2W em 40W.

Quanto mais potente ela for, mais luz ela produzirá e, proporcionalmente, também mais calor.

Qual a relação então, entre uma lâmpada e um alto-falante para automóveis?

O alto-falante é também um dispositivo de baixa eficiência que aproveita pouca potência para produzir som e gasta a maioria em geração de calor.

Formulemos como hipótese alto-falantes cuja eficiência varie entre 2,5% e 10% e o que isto significaria em termos de rendimento sonoro.

Exemplo 1

Potência aplicada	Eficiência	Aproveitados em som	Transformados em calor
40W	2,5%	1W	39W
40W	5%	2W	38W
40W	10%	4W	36W

É fácil perceber que o alto-falante com 10% de eficiência, produz respectivamente, 2 e 4 vezes mais som que os outros dois.

Exemplo 2

Potência aplicada	Eficiência	Aproveitados em som	Transformados em calor
80W	2,5%	2W	78W
40W	5%	2W	38W
20W	10%	2W	18W

Neste caso, o alto-falante de 20W apresenta o mesmo rendimento dos outros dois, porém com um aquecimento sensivelmente menor.

Portanto, está bem claro, que **escolher eficiência** e não potência é a certeza de ter um **som quente** e não um alto-falante quente.

E a eficiência de um alto-falante de que depende?

Fundamentalmente do peso do imã, pois quanto mais pesado ele for, maior será o fluxo magnético e, consequentemente, maior a sua eficiência.

Também, de diferenças do material e formato do cone. Elas podem determinar surpreendentes variações no rendimento do alto-falante.

Outro fator importante é a qualidade e tamanho da bobina móvel em relação ao conjunto magnético. Isto é: admitindo-se 2 alto-falantes com bobinas de diâmetros diferentes e conjuntos magnéticos iguais, aquele que tiver a bobina de diâmetro menor, será mais eficiente. Por outro lado, quando o que se requer são altas vatagens, torna-se necessário usar bobinas de maior diâmetro e conjuntos magnéticos muito pesados.

Conclue-se pois, **que conhecer o peso do imã**, é o fator primordial para escolher um alto-falante. Por isso, ele deve constar do catálogo e vir estampado na etiqueta e na caixa.

A **"NOVIK"**, da mesma forma que os fabricantes estrangeiros, especifica nos seus catálogos e estampa nas caixas e etiquetas, os pesos dos imãs dos seus alto-falantes para automóveis, por tratar-se de informação fundamental para a segurança do comprador.

O cone, de fabricação exclusiva NOVIK com combinação de fibras especiais selecionadas, é o responsável pela qualidade do som em alta-fidelidade NOVIK.

O conjunto magnético, corretamente calculado e usando imã de ferrite de bário de alto-fluxo, aproveita integralmente o fluxo magnético, eliminando qualquer desperdício.

A bobina móvel, perfeitamente dimensionada e montada sob forma de alumínio, dissipa melhor o calor e suporta mais potência.

Outro fator muito importante, refere-se a escolha do fabricante quanto a tradição, reputação técnica, experiência e garantia que ele oferece.

A **"NOVIK"** empresa líder na fabricação de alto-falantes de alta-fidelidade, com produção aproximada de 25.000 unidades diárias, é a maior fornecedora das melhores fábricas nacionais de alta fidelidade e exportadora tradicional para mais de 15 países, inclusive os EE.UU. Fatos inquestionáveis que só podem determinar sua plena confiança.

Lembre: "NOVIK" lhe oferece **muito mais som e menos calor**. Ela prova e comprova o que diz, tanto na qualidade como na eficiência e durabilidade.

Certifique-se sempre do peso do imã. Nos alto-falantes NOVIK, ele vem gravado na etiqueta e na caixa.

alto-falantes NOVIK

O SOM DO AUTOMÓVEL

NOVA ELETRONICA

EDITOR E DIRETOR RESPONSÁVEL LEONARDO BELLONZI
CONSULTORIA TÉCNICA Geraldo Coen / Joseph E. Blumenfeld / Juliano Barsali / Leonardo Bellonzi
REDAÇÃO Juliano Barsali / José Roberto da S. Caetano / Paulo Nubile
DIAGRAMADOR Eduardo Manzini
ARTE Eduardo Manzini / Antonio T. Chaves / Maria T. Koffler / Miguel Angrisani / Roseli Julias
CORRESPONDENTES: NEW YORK Guido Forgnoni / *MILÃO* Mário Magrone
COMPOSIÇÃO J.G. Propaganda Ltda. / *FOTOLITO* Estúdio Gráfico M.F. Ltda.
IMPRESSÃO Cia. Lithographica Ypiranga / *DISTRIBUIÇÃO* Abril S.A. Cultural e Industrial
NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da *EDITELE* — Editora Técnica Eletrônica Ltda.
Redação, Administração e Publicidade Av. Santa Catarina, 991 — V. Santa Catarina — SP
TODA CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA À NOVA ELETRÔNICA — CAIXA POSTAL 30.141 — 01000 S. PAULO, SP. REGISTRO N.º 9.949-77 — P.153

Kits
Um inédito testador de transistor 2
Contador universal ampliável — e suas aplicações 7

Seção do Principiante
O problema é seu 18
Popularizando os integrados CMOS 20

Teoria e informação
Conversa com o leitor 24
Idéias do lado de lá 28
Estórias do tempo da galena 29
Novidades industriais 31
A tabela do mês 32

Áudio
Em pauta... 34
Entenda como funcionam as cápsulas fonocaptoras 36

Prática
Um alarme de lanternas acesas para o automóvel 46
Gerador de trêmulo para sua guitarra 49

Engenharia
Prancheta do projetista 52
Prancheta do projetista — série nacional 58
Retificadores monofásicos com filtros RC — conclusão 61

Suplemento BYTE
Um µDicionário de termos relacionados a µProcessadores 77

Cursos
Curso de semicondutores — 30.ª lição (conclusão) 86
Prática nas técnicas digitais — 17.ª lição 92

Todos os direitos reservados; proibe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou diletantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho suficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial; os protótipos são minuciosamente provocados em laboratório próprio antes de suas publicações. NÚMEROS ATRASADOS: preço da última edição à venda. A Editele vende números atrasados mediante o acréscimo de 50% do valor da última edição posta em circulação. ASSINATURAS: não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em S. PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

TESTADOR DE TRANSISTOR

ILUSTRAÇÃO DE ALBERTO NADDEO

Defeituoso ou em bom estado? PNP ou NPN? Qual o valor do beta? Descobrir tudo isso agora ficará muito mais rápido e fácil com o TESTADOR DE TRANSISTOR.

- *adequado para o teste das condições de qualquer transistor* **bipolar.**
- *determina também se o dispositivo é do tipo PNP ou NPN.*
- *indica o beta aproximado do transistor.*
- *operação rápida e fácil com indicação visual (LED) do estado do transistor.*
- *portátil, alimentado por uma única bateria de 9 V.*
- *montagem simples, orientada por manual de instruções.*

Um instrumento para teste de transistores não requer que muito dele se fale. Sua utilidade já é mais que evidente. No dia a dia do técnico profissional, do "hobista" que faz suas montagens e reparos domésticos, ou do estudante em suas experiências, a necessidade de testar componentes é uma constante. E o transistor, dentre eles, é o mais trabalhoso. Há que descobrir antes se é do tipo NPN ou PNP e depois verificar a condução e não condução nas diversas combinações de terminais. Operação chata e um tanto demorada que agora passará definitivamente ao passado. O que você verá seguir, é um testador que, entre outras coisas, mostra se o dispositivo está bom ou não, com o simples acendimento de um LED.

Este *kit* avalia com simplicidade e confiabilidade as características fundamentais de um transistor. Com rapidez e eficiência nos indica, em primeiro lugar, se o transistor está em condições de uso, isto é, se não apresenta nenhuma das possíveis avarias:

emissor-base em curto
emissor-coletor em curto
coletor-base em curto
emissor-base em aberto
emissor-coletor em aberto
coletor-base em aberto
fuga entre coletor-emissor

No caso do transistor se encontrar em bom estado o nosso testador indicará ainda se o mesmo é do tipo NPN ou PNP e o β (beta) ou ganho aproximado numa escala de 5 a 1000.

A alimentação do *kit* está a cargo de uma bateria de 9 V, a qual possui uma vida útil bastante grande, devido ao baixo consumo apresentado pelo circuito.

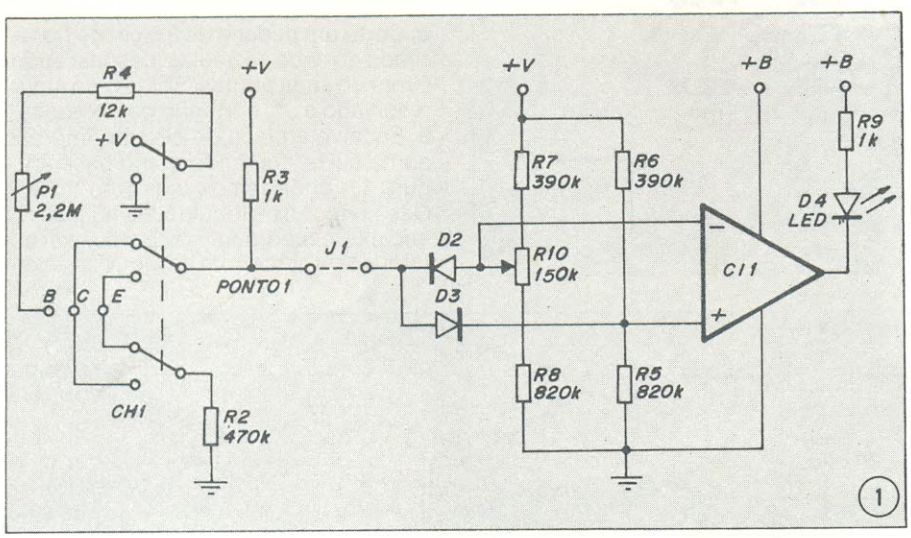
Funcionamento básico do testador

Acompanhe daqui para frente a explicação de funcionamento do circuito observando paralelamente a figura 1. Ao posicionarmos o transistor no testador estamos colocando sobre ele resistências de polarização de tal modo que se o mesmo alcançar as condições quiescentes do projeto (I_C = 2 mA e V_{CE} = 3,2 V), teremos no ponto 1 uma tensão de 4,2 V aproximadamente. Isto causará, como veremos mais adiante, que o LED se acenda.

A polarização é feita através do P1, que controla a corrente de base necessária para colocar o transistor nas condições quiescentes. Como a corrente quiescente de coletor já é definida (2 mA), determinando a corrente de base (controlada por P1) teremos o ganho de corrente do transistor. Portanto, temos daí uma correspondência direta: resistência (P1) — corrente de base — ganho, resultando na escala de β dada no painel.

No entanto, devemos fazer uma ressalva. O beta indicado no painel é o encontrado nas condições de I_C = 2 mA e V_{CE} = 3,2 V. Isso, em termos práticos, nos dá mais ou menos o β máximo dos transistores de uso geral e de pequenos sinais, não acontecendo o mesmo para os de média e alta potência. Estes últimos necessitariam correntes de coletor muito maiores para que tivéssemos seu beta máximo. Mas isso ocasionaria um consumo muito elevado no circuito e tornaria inviável o nosso *kit*. Entretanto, não está invalidado o seu uso para teste dos transistores de média e alta potência, apenas o beta ajustado no painel não será neste caso o máximo para o dispositivo, mas o ganho nas nossas condições. Permanece sua utilidade em indicar-se o dispositivo está ou não em boas condições, bem como a polaridade do mesmo (PNP ou NPN).

Bem, voltando ao funcionamento do circuito, se o transistor colocado estiver danificado (com qualquer das avarias sugeridas no início do artigo) não oferecerá as condições necessárias para que tenhamos no ponto 1 os 4,2 volts requeridos ao acendimento do LED.



Vejamos agora como é feita a detecção dos 4,2 V. Para isso usamos um comparador de limites, identificado na figura 1 pelo conjunto diodos-divisor resistivo-amplificador operacional. Primeiro, tratamos de definir uma tensão de referência que aplicamos à entrada não-inversora do amp op, no caso os 4,2 V. Essa tensão é dada pelo divisor resistivo formado por R5 e R6. Através de R10 ajustamos (na montagem) a tensão na entrada inversora num valor pouco acima da tensão de referência e a partir daí teremos nível baixo na saída do comparador enquanto a tensão no ponto 1 for por volta de 4,2 V. Definindo melhor: entre os limites de 4,2 V + V_{D3} e 4,2 V - V_{D2} no ponto 1, os diodos D2 e D3 não conduzem, ficando a saída do comparador ao nível baixo e conseqüentemente o LED aceso. Se a tensão no ponto 1 exceder qualquer desses limites, um dos diodos iniciará a condução e o comparador detectará a diferença, alterando a saída para nível alto. Aí, então, o LED se apagará, assim permanecendo até que novamente se ajuste a condição anterior. Apenas um esclarecimento: V_{D3} e V_{D2} correspondem respectivamente às tensões de condução de D3 e D2.

A figura 2 mostra o diagrama de um regulador de tensão (6,2 V) usado para daí tirarmos a polarização do transistor e a referência citada anteriormente. Isso se deve a que a tensão de referência e as tensões e correntes quiescentes para os transistores devem permanecer sempre constantes. Tal não ocorreria se colocássemos diretamente os 9 V da bateria pois este valor tende a diminuir com o tempo de uso.

Por fim, a figura 3 indica o circuito de polarização para os dois tipos de transistores (quanto à polaridade) ilustrando assim as duas posições da chave CH1 — NPN e PNP.

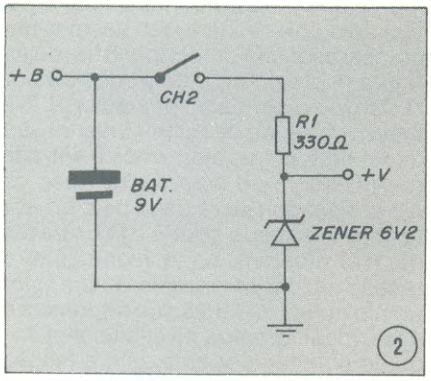
Montagem

A montagem é bastante simples. Não haverá maiores problemas se você acompanhar atentamente a seguinte seqüência de trabalho:

1. Com ajuda da figura 4, que ilustra a placa impressa do testador, e da lista de material, posicione e solde os resistores de R1 a R9, cortando seus excessos de terminais.

2. Agora você soldará os semicondutores. Este trabalho deverá ser feito com rapidez para evitar o aquecimento excessivo destes dispositivos, o que poderia causar sua danificação. A figura 5 o auxiliará a descobrir a posição correta de colocação dos diodos, tanto do zener (D1) quando dos demais (D2 e d3). Uma vez soldados, corte seus excessos de terminais.

Ainda na figura 5 você poderá observar o posicionamento adequado do ▷

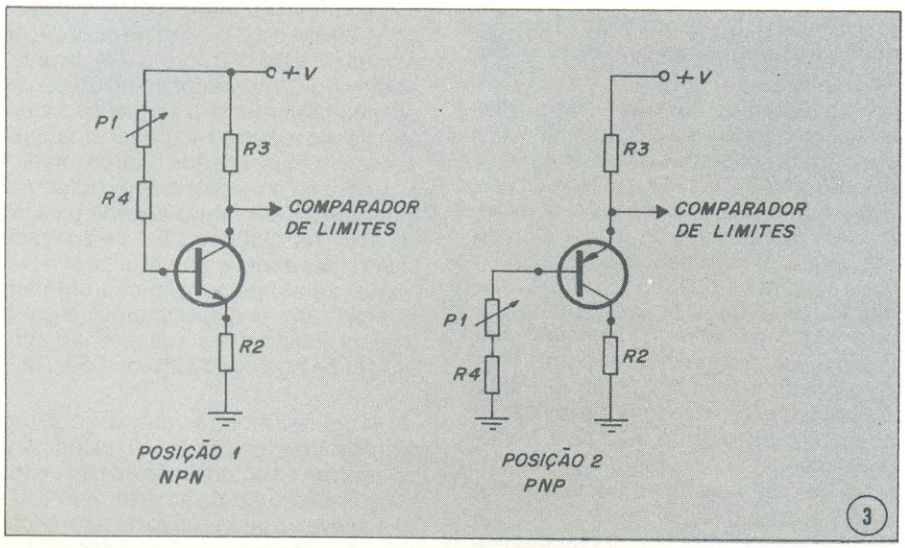


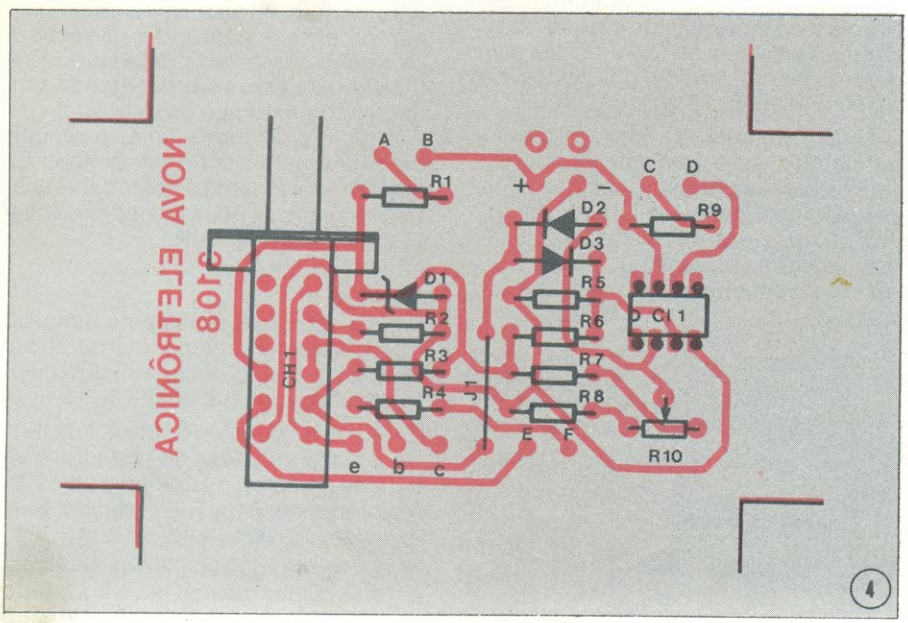
CI1. Solde-o à placa tomando o cuidado de não curto-circuitar seus terminais.

3. Solde o trimpot (R10) no lugar indicado pela figura 4.

4. Posicione a chave 1 (4 pólos × 2 posições) na placa, soldando seus terminais, depois de observar sua posição na figura 4.

5. Observando a figura 6 você verá com detalhes como passar os fios do *clip* da bateria pelos furos da placa e soldá-los aos pontos - e +. O fio preto (ou verde) deverá ligar-se ao ponto - e o fio vermelho ao +.





6. Pegue o cabo de 3 veias incluído no *kit* e corte um pedaço de 15 cm do mesmo, deixando de lado o restante. Separe as pontas deste pedaço em aproximadamente 1,5 cm, descascando 5 mm de cada extremidade, como mostra a figura 7.

Solde este cabo à tomada *din* e aos pontos "e", "b", e "c" da placa, conforme a figura 8. Note que o ponto "b" deve ser ligado ao pino central da tomada, o ponto "c" ao terminal esquerdo e o ponto "e" ao direito da mesma.

7. Retire totalmente uma das veias da parte restante do cabo. Corte desta dois pedaços de 15 cm e um de 5 cm. Prepare-os de modo similar ao indicado no ítem anterior, separando as pontas em 1,5 cm e descascando-as 5 mm.

Um cabo paralelo de 15 cm deve ser utilizado para ligar os pontos A e B à chave H-H, como mostra a figura 9.

O outro cabo de 15 cm deverá ligar os pontos E e F ao potenciômetro. Solde-o de maneira que o ponto E fique ligado ao pino 1 do potenciômetro e o ponto F ao pino 2 do mesmo (figura 10). Curto-circuite com um fio nú de 1 cm os pinos 2 e 3.

O cabo de 5 cm deve ligar a placa ao LED, sendo o ponto C ao ânodo e o ponto D ao cátodo daquele (vide figura 5).

Observação: antes de prosseguir a montagem você deverá fazer um pequeno ajuste, como aludimos na explicação de funcionamento, e para tal faça o seguinte:

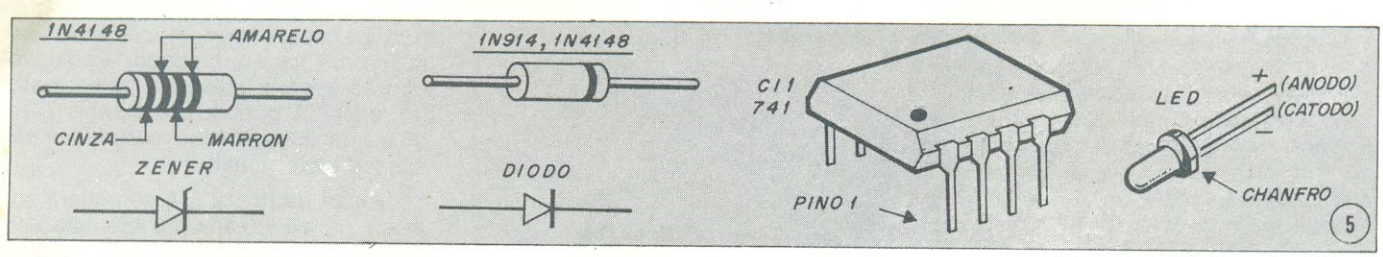
A — encaixe a bateria ao *clip* e posicione a chave H-H (CH2) segundo a figura 9 (posição ON).

B — Se após ligar a chave 2 e o LED permanecer apagado, passe para o ítem C, caso contrário ajuste R10 até o LED apagar-se.

C — Agora, gire lentamente o trimpot e pare logo que o LED apresentar uma luminosidade normal. A seguir desligue o circuito posicionando a chave CH2 em *OFF*, mas não mexa mais no trimpot.

8. Corte um pedaço de 3,5 cm do fio retirado do cabo de 3 veias, descascando 5 mm de suas pontas. Solde-o no lugar reservado a J1, cortando os excessos.

9. Encaixe a placa do circuito impresso na caixa, tomando como base a figura 11, onde temos uma foto do kit. Caso encontre dificuldades ao fazer o encaixe, experimente raspar ou lixar as laterais da placa com lima ou lixa e cor-



tar o pino plástico do fundo da caixa, posicionado sob a chave 1.

10. Envolva a bateria de 9 V na espuma que acompanha o *kit* e encaixe-a entre a placa e a caixa (foto da figura 11).

11. Acompanhe a fixação do LED ao painel com a figura 12. Introduza o suporte no furo situado no canto superior direito do painel, de fora para dentro do painel. Instale o LED, que será fixado sob pressão.

13. A fixação do potenciômetro deve se fazer da seguinte forma (figura 13):

— o potenciômetro vem acompanhado de 2 porcas.

— atarraxe uma delas ao próprio potenciômetro.

— introduza o eixo do mesmo no painel, no centro da escala de β e fixe-o com a outra porca.

14. Agora você deve colocar a chave 2 (liga-desliga) no painel. Volte à figura 9 onde foi indicada sua posição ON, a fim de posicioná-la corretamente fazendo com que coincida com essa marcação no painel, e a seguir fixando-a com 2 parafusos de 3/32" x 1/4".

15. Feche a caixa prendendo o painel com quatro parafusos AA.

16. Encaixe o *knob* da chave 1 no respectivo eixo.

17. Gire totalmente o potenciômetro no sentido anti-horário e encaixe também o *knob* adequado no seu eixo, de tal modo que a marca deste indique o número "5" na escala de B. Aperte, então, o parafuso do *knob*. Com isso está encerrada a montagem. Uma observação: caso o testador apresente um ajuste de β por demais crítico, ou então insuficientemente crítico, ou então insuficientemente crítico, siga o procedimento:

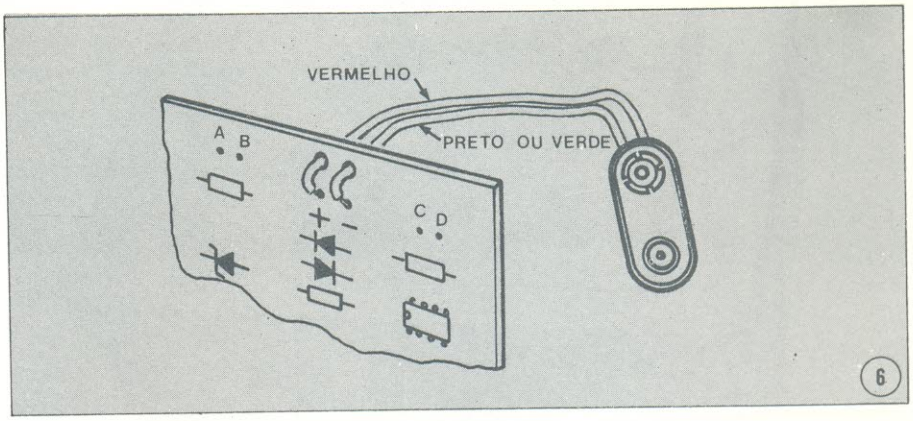
— abra a caixa, retire a placa, dessolde J1 e reajuste R10 (relembre a observação feita logo após o ítem 7 da montagem).

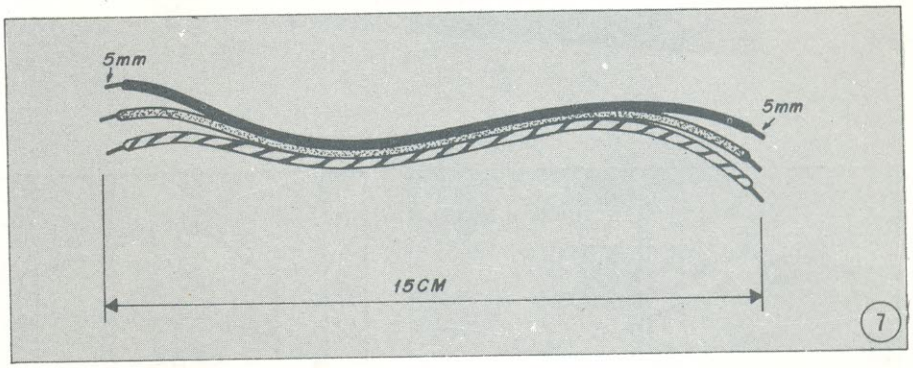
— solde J1, recoloque a placa e feche novamente a caixa.

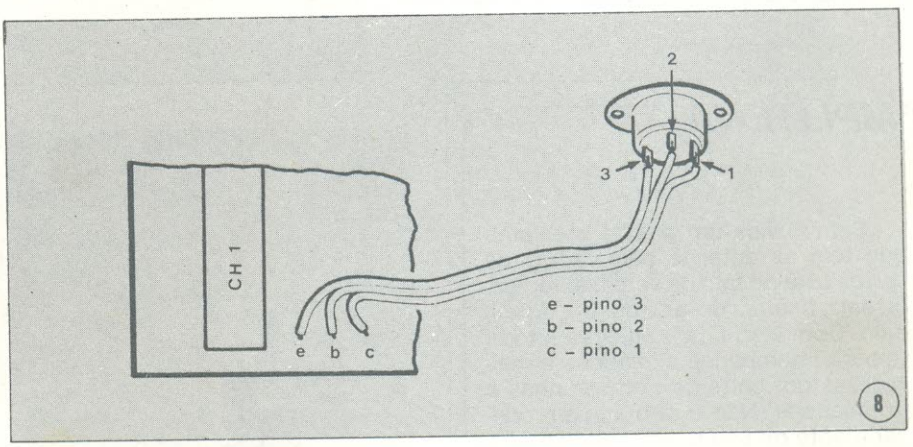
Como usar o testador

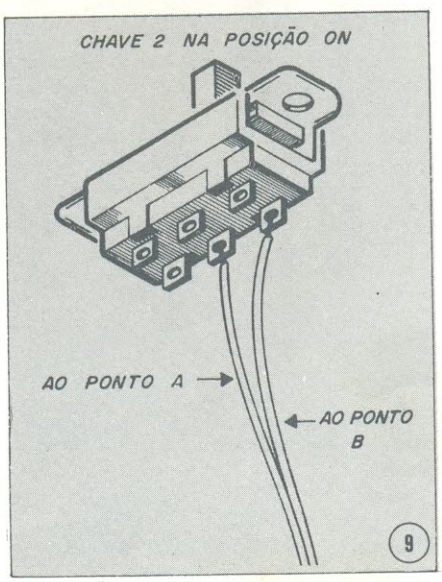
Já dissemos no princípio do artigo que uma das vantagens do nosso testador é a facilidade de uso. Senão vejamos. Caso você saiba o tipo de transistor a ser testado, selecione-o através da chave 1 (NPN-PNP) e gire lentamente o potenciômetro de um extremo a outro. Ao passar pelo ponto de ganho do transistor o LED se iluminará, enquanto que, estando o potenciômetro fora destes limites, aquele permanecerá apagado. No entanto, não se acendendo o LED em hipótese alguma, o transistor não estará em boas condições.

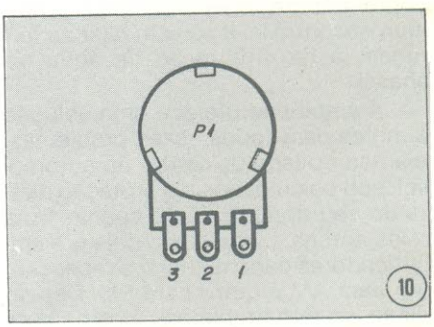
Para o caso de você desconhecer o tipo de transistor que tem em mãos, teste-o nas duas posições da chave PNP-NPN; obviamente o LED emitirá luz apenas na posição correta das chaves e se o dispositivo estiver bom.







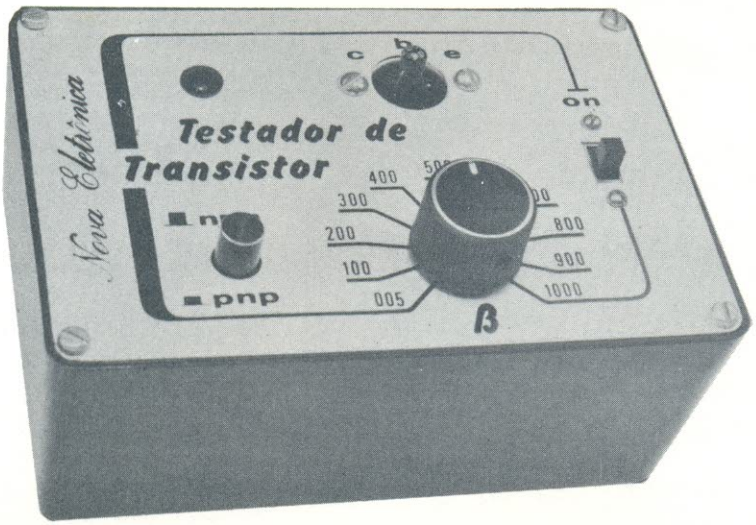




Relação de material

RESISTORES

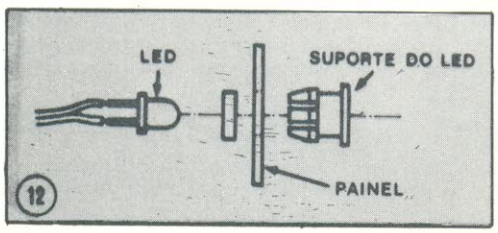
- R1 — 330 (laranja-laranja-marrom)
- R2 — 470 (amarelo-violeta-marrom)
- R3 — 1 k (marrom-preto-vermelho)
- R4 — 12 k (marrom-vermelho-laranja)
- R5 — 820 k (cinza-vermelho-amarelo)
- R6 — 390 k (laranja-branco-amaralo)

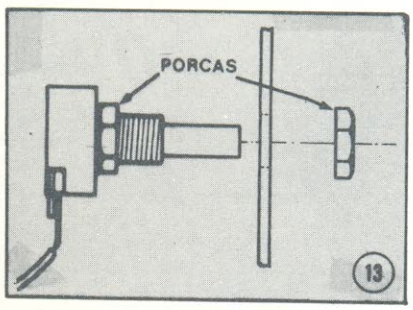


R7 — 390 k (laranja-branco-amarelo)
R8 — 820 k (cinza-vermelho-amarelo)
R9 — 1 k (marrom-preto-vermelho)

Todos os resistores têm seu valor em ohms, tolerância de 5% e dissipação de ¼ W.

R10 — 150 k ohms (trimpot)
SEMICONDUTORES
D1 — diodo zener, 1N753 ou 1N4735
D2 — diodo de comutação rápida, 1N 914 ou 1N4148
D3 — diodo de comutação rápida, 1N 914 ou 1N4148
D4 — LED, FLV110 ou LL203R
CI1 — circuito integrado, µA 741 ou LM741
DIVERSOS
1 caixa plástica
1 bateria 9 V
1 *clip* para bateria
1 chave de tecla, 4 pólos × posições
1 placa de circuito impresso NE3108
1 tomada *din* TD-03
1 suporte para LED
1 potenciômetro linear de 2,2 M ohms, com 2 porcas
1 *knob* para potenciômetro
1 *knob* para chave de tecla
1 chave H-H, 2 pólos × 2 posições
1,5 m de solda trinúcleo
0,5 m de cabo de 3 veias, 22 AWG
2 parafusos de 1/8" × 1/4"
2 parafusos de 3/32" × 1/4"
2 porcas de 1/8"
1 espuma plástica de 70 mm × 100 mm × 3 mm de espessura
1 manual de instruções ■



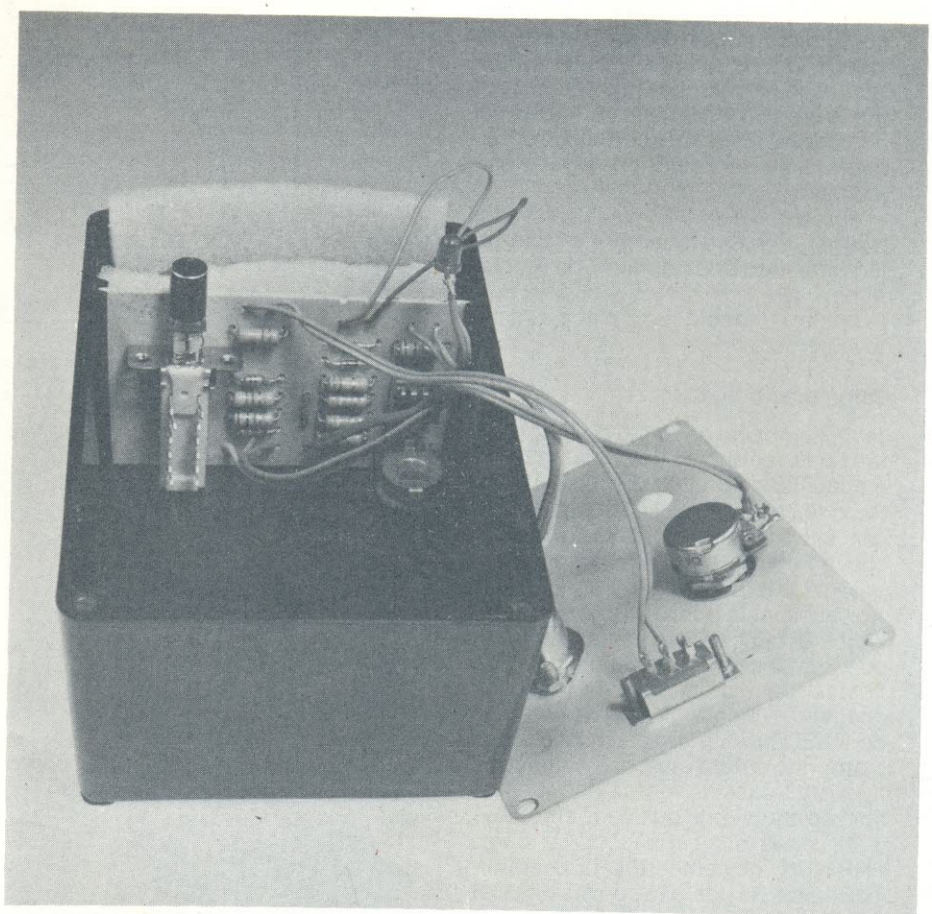


AMPLITENA

Sem dúvida um **grande** problema que têm as antenas para rádios de carros está no fato de serem externas, ou seja, ficarem do lado de fora do veículo. Com isso ficam sujeitas a todo tipo de intempéries climáticas e malvadezas por parte de trombadinhas e trombadões. Não é raro alguém chegar diante de seu carro e encontrar a pobre antena, quebrada e às vezes nem encontrá-la. Isso sem falar na ferrugem e na infiltração de água no chassi.

A **amplitena** oferece uma solução simples para todos esses problemas: ela fica do lado de **dentro** do automóvel, sob os cuidados e a proteção direta do seu dono. E não é apenas uma reles antena; inclui ainda dois pré-amplificadores para melhorar a recepção: um para AM e outro para FM. Depois disso, só tem problemas mesmo com antenas quem quer.

KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais
À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES



CONTADOR UNIVERSAL AMPLIÁVEL

ILUSTRAÇÃO DE ALBERTO NADDEO

Antes de qualquer coisa, este contador baseia-se na tecnologia CMOS, o que significa: baixo consumo e alta imunidade a ruídos. Muito mais que isso, porém, o CONTADOR UNIVERSAL AMPLIÁVEL oferece possibilidades inusitadas em termos de contadores. Além de contar ele pode também memorizar, temporizar, controlar dispositivos de potência, avisar a passagem de um número, ...

- Dividido em dois conjuntos, A (contador e *display*) e B (comando de potência, temporização, memorização) vendidos em separado para maior economia do montador.
- Com módulo de contagem variável em qualquer "n" entre 0 e 99, e possibilidade de *disable*, *reset* e *carry output* para "n".
- Parada programável em n ($0 < n \leq 99$) com possibilidade de *disable* e *reset*.
- Contagem de 0 a 99 com aviso de passagem por n ($0 < n \leq 99$) e possibilidade de *disable*, *reset* e *carry output*.

▷

- **Expandível para maior número de dígitos com interligação direta entre as placas sem a necessidade de fiação.**
- **Montagem em "L" com *display* XAN 6640.**
- **Baixo consumo da parte lógica e elevada imunidade a ruídos, graças à tecnologia CMOS.**
- **Inclui um monoestável e um flip-flop RS como opções para memorização e temporização de dispositivos externos.**
- **Contém um *driver* e um relé para comando de dispositivos de potência.**
- **Possibilidade de controle sob *dip-switch* ou *thumbwheel*, na contagem programável.**

Os contadores digitais são dispositivos que provam dia a dia sua utilidade, expandindo seu campo de ação ou melhorando as aplicações práticas já existentes. Por isso mesmo, o seu aperfeiçoamento também é incessante. Este é o caso do "Contador Universal Ampliável". Basicamente ele segue os mesmos princípios de seu antecedente "LPC-CMOS" (revista 15) e mantém todas as qualidades do uso da tecnologia CMOS.

Talvez você esteja se perguntando sobre o porque da opção pelos CMOS. Realmente esta é uma tendência que está se generalizando, pois rapidamente os TTL estão cedendo seu lugar à geração CMOs. Cabe então explicitarmos algumas razões fundamentais que nos conduziram a esta escolha.

TTL versus CMOS

Em primeiro lugar, o consumo. Os CMOS apresentam um consumo de corrente realmente menor que os TTL e, em especial, na condição de repouso, dissipam muito menos potência que estes.

Outro fator: a imunidade a ruídos. Nos CMOS esse parâmetro depende da alimentação e alcança até 45% do valor fixado para esta. Já para os componentes TTL a imunidade é fixa em menos de 1 V.

Quanto à alimentação, para os CMOS qualquer valor entre 3 e 12 volts servirá, ao passo que os TTL exigem uma precisa fonte de 5 V $\pm$ 5%.

Mas, como nem tudo são vantagens, é honesto lembrarmos que os dispositivos TTL ainda conservam em certas caracteríticas uma superioridade relativamente aos CMOS. Referimo-nos ao atraso de propagação e a resposta em freqüência. Os componentes de lógica transistor-transistor incluem um atraso de propagação menor nos sinais por eles trabalhados, o que resulta também numa resposta em freqüência mais extensa (até 45MHz). Por outro lado, os CMOS demonstram uma resposta em freqüência variável em função da tensão de trabalho, atingindo um máximo de 15 MHz na melhor das hipóteses (V_{CC} = 15 V).

De tudo isso se conclui o seguinte: a escolha do contador adequado se dará sempre em função do tipo de aplicação a que será destinado. Os CMOS entram idealmente nos casos em que o aplicador precisa de alta imunidade a ruídos, baixo consumo e baixo custo, sem que exija velocidade muito altas.

O nosso contador

Após este breve giro analítico pelas características das duas tecnologias mais comuns na construção de contadores, voltemos ao nosso ponto inicial: o *kit* do "Contador Universal Ampliável". Agora você já sabe exatamente porque ele será a melhor opção se o *habitat* em que deverá trabalhar for um ambiente industrial ou qualquer outro de elevada presença de ruído elétrico. À parte disso, porém, a implementação de novas formas de contagem conduz este novo *kit* a uma gama de aplicações consideravelmente mais aberta. E para cobrir uma faixa tão grande de funções, compõe-se de dois módulos ou conjuntos de circuitos. Desses, um é básico (conjunto A) para toda e qualquer operação, e o outro é aditivo (conjunto B) para uma parte de suas aplicações. Portanto, você poderá adquirir somente aquilo que for necessário para seu uso específico, evitando gastos adicionais com partes que não utilizará. Acompanhe as explicações que se seguem para que possa optar da melhor forma.

Descrição do circuito (conjunto A)

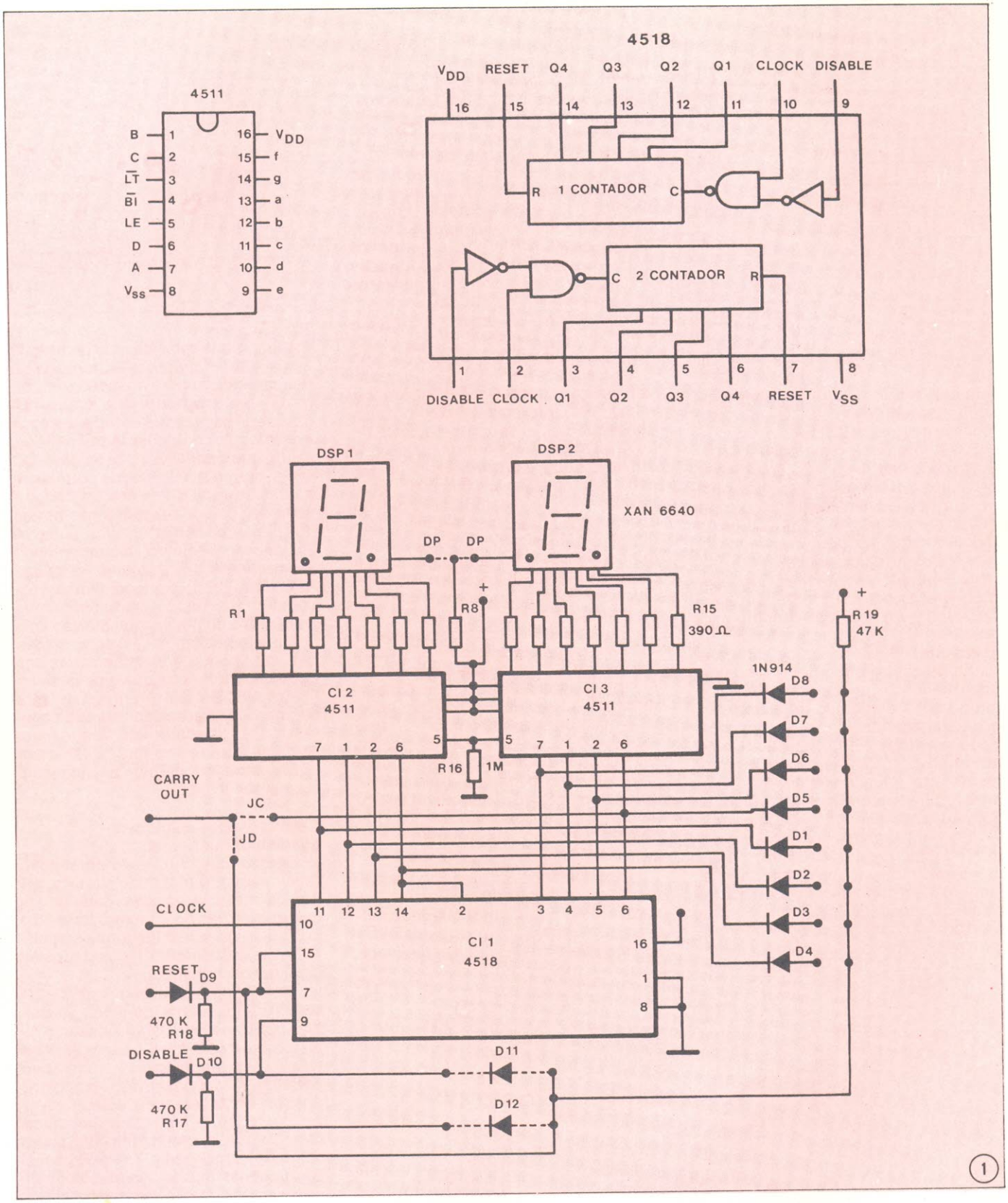
O "Contador Universal Ampliável" repete o circuito básico do LPC CMOS com a adição de uma série de recursos e melhoramentos, como se vê na figura 1. O circuito integrado contador é o 4518, que nos oferece as seguintes funções:

a. contador BCD duplo (dois num único encapsulamento) com saídas B C D .
b. possui pino de *reset*.
c. possui pino de *dissable*.
d. permite fácil expansão com a colocação de vários deles em cascata.

O pino de *reset* do 4518 levará todas as saídas de seu contador correspondente a zero sempre que lhe aplicarmos uma tensão maior que $V_{DD}/2$ (V_{DD} = tensão de alimentação), independentemente dos estados presentes nos pinos de *disable* e *clock*. Quanto ao pino de *disable*, podemos afirmar que sempre que o mesmo estiver polarizado com uma tensão maior que $V_{DD}/2$, o contador não efetuará nenhum incremento na contagem, não importando quantos pulsos forem aplicados à entrada de *clock*. Em outras palavras, este pino habilitará o contador a contar toda vez que estiver em V_{SS} (correspondente à massa do circuito) e inabilitará o mesmo quando lhe impusermos um nível alto.

Resta explicar como opera a entrada de *clock* do 4518. Desde que o pino de *disable* esteja posicionado de maneira a permitir a contagem, sempre que houver uma transição negativa do *clock* (uma passagem rápida de nível 1 para 0) teremos um incremento no mesmo. A contagem será feita de 0 até 9, o que corresponde ao código BCD (tabela 1). As saídas Q1 a Q4 apresentarão em conjunto o código BCD relativo ao número de impulsos aplicados à entrada do contador. Visto que possuimos dois contadores independentes para cada invólucro do 4518, podemos ampliar a contagem de 0 a 9 para 0 a 99 simplesmente conectando o pino Q4 do primeiro contador à entrada de *clock* do segundo. Com isso, toda vez que o primeiro contador passar de 9 para 0 se desencadeará o seguinte processo: o pino Q4 que estava a nível 1, pois 9 = 1001 e isto corresponde a Q1 = 1, Q2 = 0, Q3 = 0 e Q4 = 1, passará a nível 0 (obviamente igual a 0000); assim teremos a transição negativa que propagará a passagem do décimo pulso para o segundo contador.

Com relação ao pino *reset*, bastará ligá-lo em paralelo com o similar do outro contador e polarizá-lo de modo a



permitir a contagem, como já indicamos. O *disable será controlado apenas no primeiro contador.*

Até agora, simplesmente explicamos o funcionamento dos contadores, mas precisamos passar essa informação, que nos é fornecida na forma de código BCD, para um *display* de sete segmentos. Isso torna necessária uma decodificação para que cada número dado em BCD seja traduzido para o decimal e representado no *display*. A execução dessa função ficará a cargo de um decodificador excitador, disposto entre o contador BCD e o mostrador de sete segmentos.

Desenvolvido para cobrir os requisitos dessa necessidade, CD 4511, in- ▷

tabela 1
(código BCD)

0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
n	Q4	Q3	Q2	Q1

tegrado CMOS, executa as funções de *latch*, decodificador BCD-sete segmentos e *driver* de 25 mA (*source*).

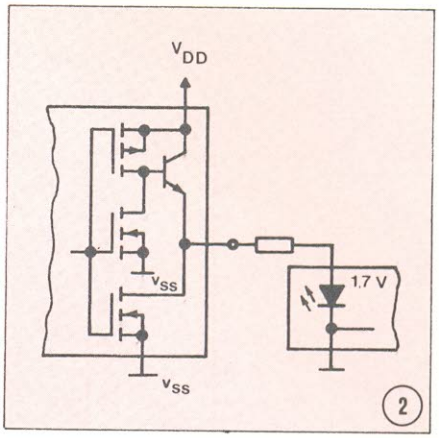
A função *latch* tem uma importância especial na sua utilização prática e por isso convém deixá-la bem explícita. Em determinadas aplicações (frequencímetro, por exemplo), precisamos que a leitura fique retida no *display* enquanto o contador executa uma nova contagem. Isso incorre num novo problema. Devemos armazenar durante um intervalo de tempo o último valor presente nas saídas do contador; normalmente necessitaríamos uma memória de quatro bits para reter os dados e aplicá-los ao decodificador, permitindo que o contador executasse a nova contagem sem que o valor mostrado no *display* se perdesse. Como útil atrativo, o 4511 já possui internamente uma memória (*latch*) que pode armanezar temporariamente qualquer número BCD aplicado a sua entrada.

Para utilizarmos essa função devemos considerar que o CI opera normalmente no modo transparente, isto é, simplesmente apresenta decodificado na saída o dado inserido em sua entrada. Todavia, para retermos a informação necessitamos transferi-la de algum modo para o *latch* interno do decodificador.

O controle dessa característica é feito por um pino do circuito integrado denominado *latch enable*. Quando o mesmo estiver com polarização próxima ou igual a V_{SS} o decodificador operará no modo transparente, não efetuando qualquer tipo de de memorização. Para usar sua capacidade de memória devemos alterar a polarização do pino *enable*, de V_{SS} para uma tensão maior que $V_{DD}/2$; será na subida de V_{SS} para um nível alto que os dados presentes na entrada do decodificador serão transferidos para o circuito interno de memória. A partir daí, enquanto permanecer o nível alto no pino de *enable*, o *display* não será afetado quaisquer que sejam as mudanças que ocorram na entrada de dados. O que nos leva a mais uma observação. Caso tenhamos uma informação memorizada, consequentemente com o pino *enable* ao nível alto, e desejarmos memorizar um novo dado, o procedimento deverá ser o seguinte: levar o pino de latch *enable* a V_{SS} e mantê-lo pelo menos 600 ns nesse nível, para depois reconduzi-lo ao nível alto. Conclusão: só quando elevamos o pino EL de V_{SS} a um nível superior a $V_{DD}/2$, o último estado presente na entrada de dados é transferido.

Excetuando essa característica, o 4511 em nada difere de outros decodificadores BCD para sete segmentos. Em relação à sua saída temos a observar que: elas são do tipo emissor aberto, o que corresponde à figura 2. Uma vez que correntes de até 25 mA podem ser supridas pelas saídas do CI sem perigo de dano, podemos então excitar tranquilamente *displays* LED de catodo comum, conservando apenas o limite de operação segura especificado para o integrado.

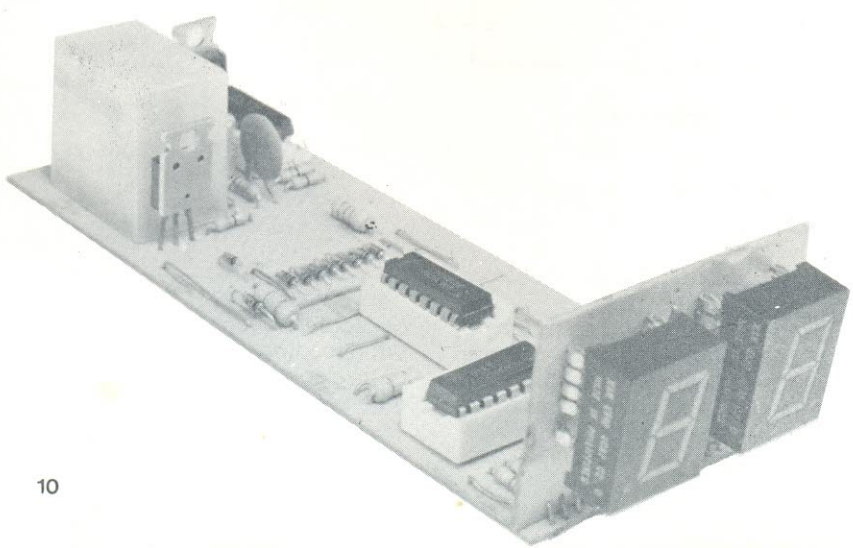
Considerando em termos de circuito pronto, podemos dizer que o funcionamento do contador segue a descrição que daremos agora: os pinos de *reset, disable* e *enable latch* estão inabilitados, o que quer dizer, o *reset* está inativo, a contagem está autorizada e o decodificador opera no modo transparente (sem memorização). Aplicamos uma série de pulsos à entrada de *clock* e com isso o contador é incrementado, sendo que a cada pulso as saídas BCD vão assumindo os estados correspondentes ao total de pulsos aplicado. A cada dez pulsos injetados na entrada do primeiro contador, um pulso é enviado ao segundo, incrementando assim a casa das dezenas. As saídas BCD do segundo contador também assumem os estados correspondentes ao número de pulsos que lhe são aplicados. Temos agora as duas saídas BCD dos contadores conectadas aos decodificadores, os quais passam os códigos BCD para o formato de sete segmentos. As saídas decodificadoras do 4511 são então ligadas a resistores limitadores de corrente e estes aos LEDs correspondentes a cada segmento dos *displays*.

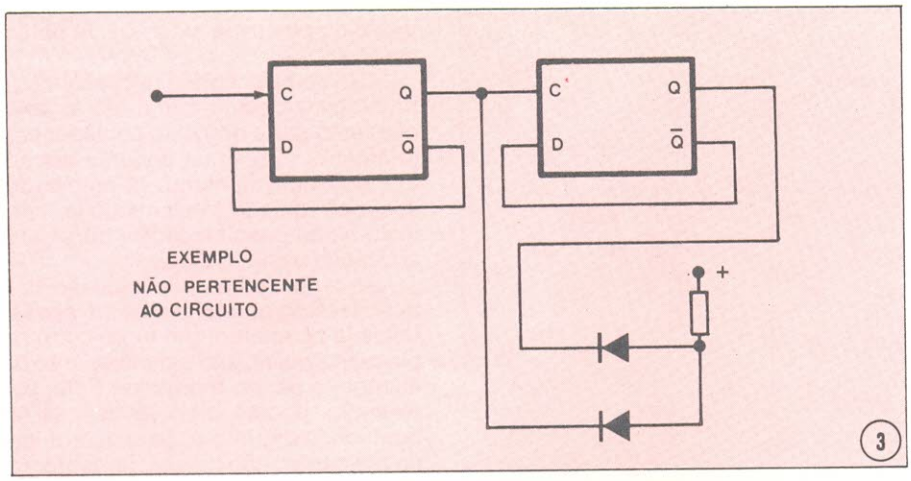


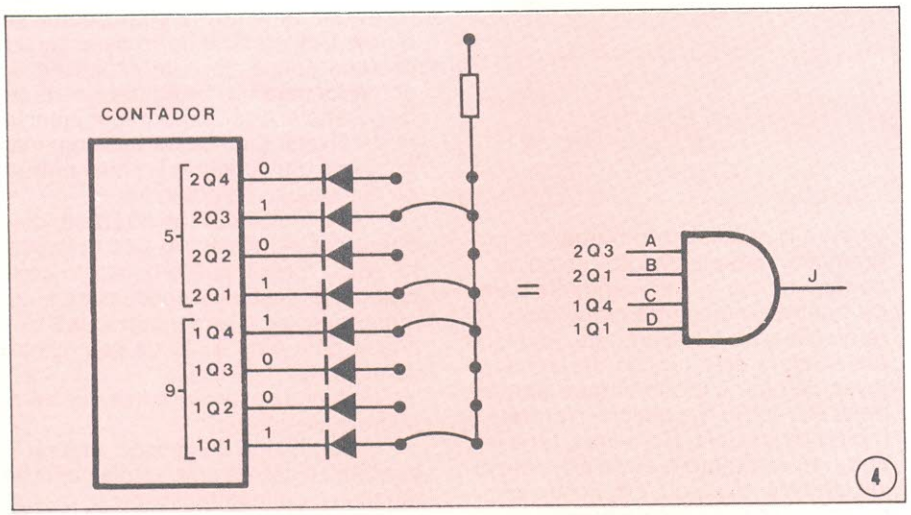
Características adicionais do contador universal

Nesse momento, após entender o funcionamento global do circuito, podemos introduzir as novas características que o mesmo assume. Para isso nos guiaremos pelo diagrama completo do contador (figura 1) com todos os seus novos acréscimos.

Pelo que é possível perceber através desse esquema, os pinos de *enable latch, reset* e *disable* possuem resistores de *pull-down* para manter os respectivos pinos em estado de baixo potencial (0 V ou V_{SS}), o que posiciona nossos contadores no estado de livre contagem e inabilita a memorização. Com isso, o decodificador opera no modo transparente. Torna-se necessário apenas injetarmos os pulsos de *clock* para que o contador funcione, além, é claro, de alimentarmos o circuito com uma tensão contínua bem filtrada de 11 V, e uma capacidade de fornecimento de corrente de pelo menos 350 mA. Isso para garantir uma margem de segurança na fonte contra sobrecargas de consumo.







Ainda pelo que se pode verificar no diagrama completo do contador, uma porta E foi implementada com diodos. É através dessa porta que poderemos detectar um número "n" a ser determinado pela combinação de diodos conectados ao contador. Obtemos a detecção do número n quando reconhecemos todos os estados "1" existentes dentro da representação BCD daquele número.

Damos na figura 3 um exemplo de como é feita a detecção de n. Como se pode ver os dois diodos estão conectados cada um numa saída do flip-flop. Quando as duas saídas estiverem sob o mesmo estado 0, os diodos conduzirão e na ligação de ambos com o resistor teremos uma tensão de aproximadamente 0,7 volts em relação à massa do circuito. Se apenas uma das saídas estiver em 0, a mesma tensão de 0,7 V permanecerá pois um dos diodos ainda estará em condução. Entretanto, se as duas saídas estiverem em 1, nenhum dos diodos conduzirá e portanto a tensão encontrada naquele ponto será equivalente à alimentação. Pode-se perceber pelas informações dadas que só teremos um nível alto no ponto de união resistor-diodos quando todas as saídas chegarem ao nível 1. Partindo daí deduzimos que para detectar um número binário numa seqüência ascendente, bastará detectarmos os "1s" que o compõem, pois, ao chegarmos ao número programado, teremos nível alto (1) na junção resistor-diodos, acontecendo o caso que acabamos de explicar.

Para melhor compreensão daremos mais um exemplo. Suponhamos que se deseje reconhecer a passagem do número 59. Este pode ser representado em BCD por 0101(5) 1001(9). Colocamos esse número na vertical (figura 4) para facilitar o acompanhamento de como será feito o seu funcionamento. A seguir, conectamos os diodos apenas às saídas que assumem o estado 1 para representar o número desejado. Por fim, esses diodos reunidos formam uma porta E, cuja fórmula A.B.C. .D = J nos indica que a saída só será verdadeira quando todas as entradas estiverem altas. É a partir daí desse estado verdadeiro (1) que poderemos controlar as funções que diferenciam este contador de todos os outros.

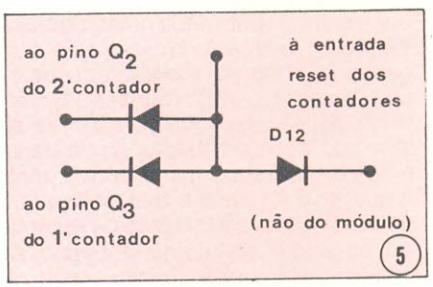
Aplicações do contador universal

De modo algum resumiríamos o uso deste contador apenas aos limites de uma contagem de zero a noventa e nove, uma vez que são muito mais amplos seus horizontes de aplicação. Isso implica em demonstrarmos todos os recursos descritos ao início deste artigo.

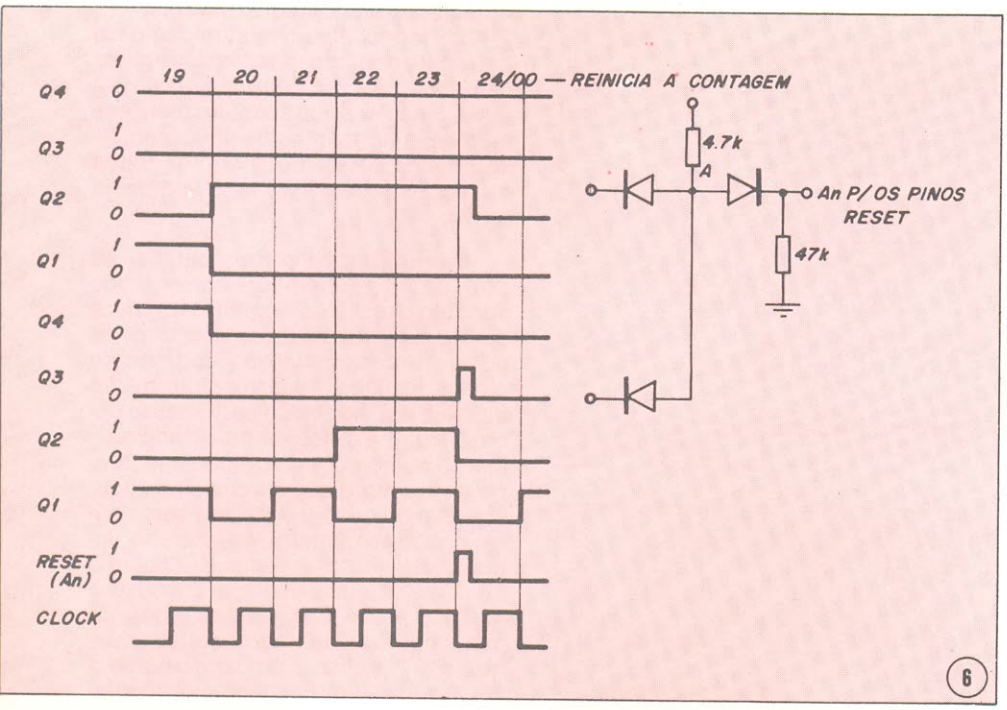
Sua utilização como contador de zero a um número pré-determinado (módulo n) é um dos grandes atrativos dentro dos novos usos. Isso torna-se possível com a conexão da porta de diodos ao pino de *reset*, por intermédio de mais um diodo. É a partir dessa conexão que explicaremos o funcionamento como contador módulo n. Dentro do exemplo que daremos a seguir, suporemos que a contagem será condicionada ao número 24. Para isso, antes assumiremos a forma BCD para o número 24, equivalente a: 2 = 0010 e 4 = 0100. Feito isso, verificaremos em que saída de cada contador teremos níveis "1" quando alcançado o número 24. Para as dezenas (segundo contador) podemos comparar as posições com os estados assumidos nas saídas correspondentes; o mesmo se aplica para o caso das unidades:

Q4	Q3	Q2	Q1	Q4	Q3	Q2	Q1
0	0	1	0	0	1	0	0
(dezenas, representação de 2)				(unidades, representação de 4)			

Baseados nas posições que assumem o estado 1, sabemos onde ligar os diodos da porta E. Respectivamente, um diodo em Q3 nas unidades e outro em Q2 nas dezenas, o que corresponde à figura 5. Também devemos interligar o pino de *reset* à porta E, por meio de um diodo. A mesma figura orientará a interligação.



Já sabemos como interligar as diversas partes do módulo para obtermos a divisão desejada, mas, o porquê disso explicaremos agora. Como você se lembra, o contador será zerado quando o pino de *reset* for levado ao nível alto (1 ou V_{DD}); sabe também que a porta E apresenta nível 1 em sua saída sempre que todas as suas entradas forem colocadas em nível 1. É com a soma dessas duas características que conseguimos a contagem em módulo n, pois, como a saída da porta E está ▷



6

conectada à linha de *reset*, quando a mesma é levada a nível alto, aciona o *reset* simultaneamente. Com isso a saída da porta E novamente vai a zero (0). Podemos concluir a partir daí que a duração do nível 1 na saída da porta E é equivalente ao tempo que o contador leva para zerar, o que é da ordem de décimos de microssegundos. A figura 6 mostra esquematicamente, com as formas de onda, o processo de controle dessa função.

O diagrama de tempos dado nessa figura demonstra o que ocorre em cada terminal envolvido na função contador módulo n para cada pulso de *clock*. Verificamos que, enquanto não é alcançado o número programado (no caso 24), o ponto A e, em conseqüência, o ponto A_n não saem do nível 0, mas, assim que as duas saídas examinadas pelos diodos sobem a 1, tanto o ponto A quanto o A_n vão a 1. Novamente lembramos que quando o pino de *reset* vai a 1, as saídas dos contadores passam a 0 logo após o atraso intrínseco do circuito para propagar o estado de *reset* às saídas. Queremos dizer com isso que aproximadamente 200 ns depois da aplicação de nível 1 ao pino de *reset*, as saídas assumirão o estado 0. Isso explica porque no diagrama de tempos, no período pertencente a 24, temos a passagem logo em seguida para o estado 00 e não a permanência em 24. O pulso existente no ponto A pode servir como *carry out* de n no caso de expansão.

Outra aplicação que nos oferece o módulo de contagem é o seu uso como contador de *parada* programável. Ele difere do anterior (contador programável) pelo fato de, em lugar de zerar sempre que alcança o número n programado, simplesmente estancar a contagem em n independentemente de quantos pulsos de *clock* mais forem aplicados à sua entrada. Para que ele execute esta função devemos, ao invés de ligar o diodo entre o pino de *reset* e o ponto A, conectá-lo entre A e o pino de *disable.* Com isso, uma vez atingido o número n, A vai a 1; este nível, através do diodo, é aplicado ao pino de *disable,* conseqüentemente inibindo a contagem e estacionando a mesma no número programado. Tal situação perdurará até que lhe apliquemos um pulso de *reset*, que zerará o contador e permitirá o início de nova seqüência.

Resta ainda uma outra opção de uso, que se caracteriza por: ao passar a contagem por um número pré-determinado, o contador fornecerá um aviso na forma de pulso positivo igual à duração do número no *display*. Em outras palavras, numa contagem de 0 a 99, qualquer número selecionado diferente de zero e até 99 inclusive, poderá ser detectado durante o tempo em que ele ocorrer. Para obtermos essa função devemos utilizar apenas o sinal presente no ponto A, sem conectá-lo a qualquer dos pinos antes usados, *reset* ou *disable.*

O conjunto B

A própria placa do contador reserva espaço para a inclusão de uma série de opções que enriquecerão em muito as possibilidades do *kit*. Um regulador de tensão, um monoestável, um flip-flop RS e um *driver* de potência (incluindo um relé) constituem este conjunto, denominado B. A finalidade deste é adicionar ao *kit* a alternativa de temporização, memorização e comando de dispositivos externos de potência.

Os componentes necessários à montagem destes circuitos, todavia, não farão parte do *kit* do contador propriamente dito. Mas, poderão ser adquiridos num conjunto já preparado, se você quiser implementá-lo com mais estas possibilidades, ou se sua aplicação assim o exigir.

As razões para a não inclusão direta desses componentes no *kit*, apesar deles já possuírem um lugar certo na placa impressa, são simplesmente de economia para o montador. Este, por exemplo, poderá precisar apenas do contador (conjunto A) para determinada aplicação; não haverá, portanto, razão para que ele adquira o *kit* completo, evidentemente mais caro, com relê, outros CIs, etc. Um outro caso seria o de uma aplicação com expansão do contador para vários dígitos e controle de potência. Aqui, o montador precisará de diversos módulos básicos, mas somente um conjunto B para controle de dispositivo de potência.

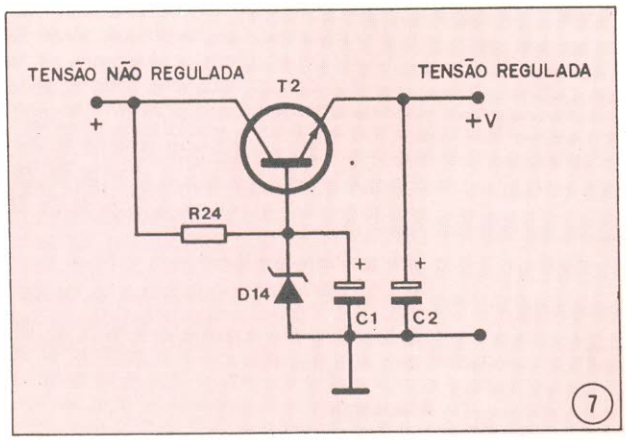
Em suma, a divisão do *kit* em dois conjuntos — básico (A) e complementar (B) — preservará o bolso do comprador de gastos desnecessários, ao mesmo tempo que mantém toda a facilidade para ampliação de seu campo de uso.

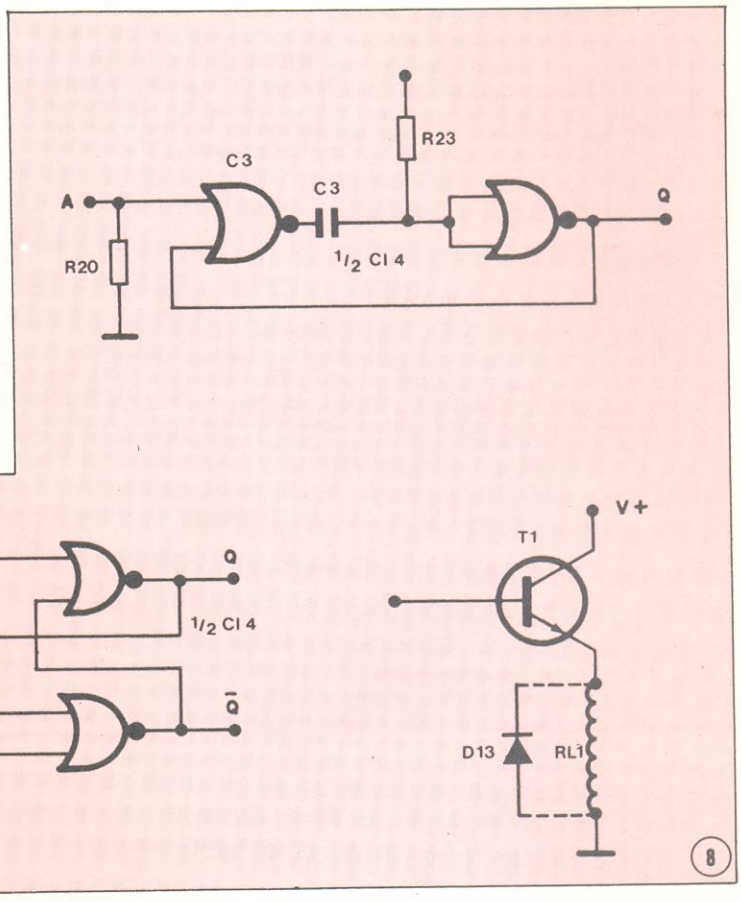
Vejamos então as partes que compõem esse conjunto B.

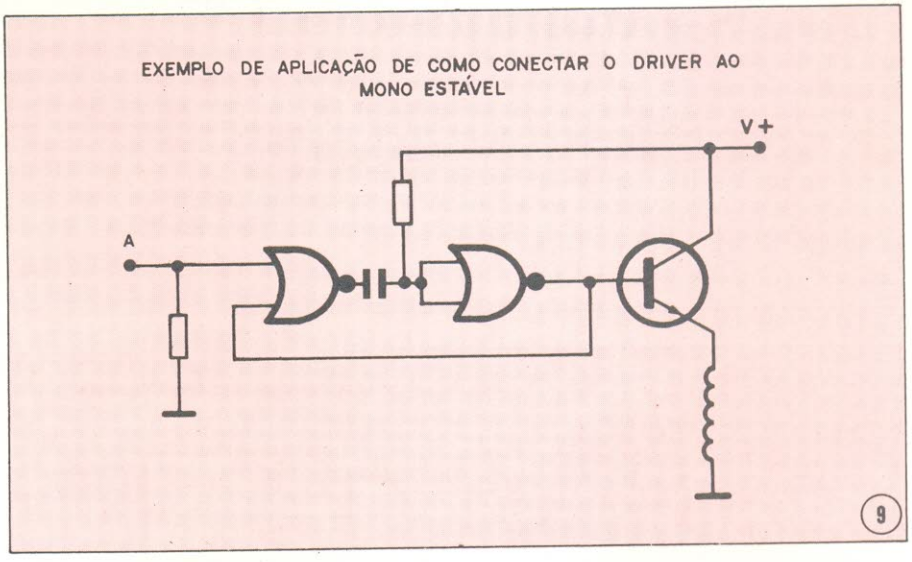
O regulador de tensão (figura 7) permitirá o uso de uma ampla gama de tensões de alimentação (de 13 a 24 V) mantendo em sua saída um valor regulado de 11 V.

O monoestável (figura 8A) e o flip-flop RS (figura 8B) devidamente aproveitados aumentarão ainda mais as possibilidades do *kit*. Ambos foram concebidos como opção para, com o auxílio do *driver* (figura 8C), excitar um relê já incluído neste, e conseqüentemente comandar um dispositivo de potência (até 500 W em 110 V, especificação do relé).

O flip-flop da figura 8B baseia-se em duas portas NOU (NOR), sendo suas entradas sensíveis ao nível 1 e inalteráveis com o nível 0, ou melhor, elas não alteram a saída. Possui resistores de *pull-down,* que condicionam as entradas ao nível 0 quando nenhum sinal lhes é aplicado; isso mantém o flip-flop no estado de repouso quando não usado. Sempre que aplicarmos nível 1 a uma das entradas (apenas uma de cada vez) a saída correspondente irá a nível 0, mesmo que retiremos o nível 1 aplicado àquela entrada. Se polarizarmos com nível 1 a outra entrada, o flip-flop trocará de estado; em conseqüência a saída que lhe corresponde passará para 0. Na figura 8B você vê também a tabela que condiciona os estados de saída do flip-flop aos níveis que são aplicados às suas entradas.







O monoestável também se baseia em duas portas NOU (figura 8A) e apresenta a característica própria de que, ao lhe aplicarmos um pulso positivo na entrada, sua saída irá a nível 1 por um tempo determinado pela constante RC do mesmo, ainda que deixemos de lhe aplicar o pulso positivo. Após o tempo do monoestável (intervalo em que a saída do mesmo está em 1) será necessária a aplicação de outro pulso (outra subida de nível) para que ele possa ser rearmado.

O *driver* para o relé (figura 8C) é formado apenas por um transistor darlington. Está capacitado a acionar o relé diretamente a partir de um nível CMOS alto aplicado à sua base. A figura 9 exemplifica uma aplicação do *driver*, no caso com sua entrada conectada ao monoestável.

Diversos circuitos práticos de aplicação do contador, inclusive aliado ao controle de dispositivos externos através do relé, são fornecidos nas figuras 10 a 15.

O contador visto como bloco

Recapitularemos agora as diversas funções que compõem o contador, tomando-o desta vez como um bloco e analisando todas as suas entradas e saídas. Este resumo se destinará à sua consulta quando do uso do contador, toda vez que tiver dúvida quanto à função de qualquer pino, mas evitando a necessidade de recorrer à explicação mais completa de funcionamento do circuito. O bloco contador está representado na figura 16.

As letras de A até O representam as entradas ou saídas do bloco. Explicaremos a seguir a função de cada ponto (letra).

A) alimentação positiva — 11V/350mA.

B) *clock*, incrementa o contador a cada descida de pulso, desde que devidamente habilitado por *disable* e *reset*.

C) *carry out* — quando o contador passa de 99 para 00, esta saída proporciona uma transição (descida) negativa que, se for conectada ao *clock* de outro contador do mesmo tipo, permitirá a expansão da capacidade de contagem para 9999 e assim por diante.

D) *reset* — sempre que aplicamos nível alto a esta entrada, o contador é levado a zero. O *reset* tem prioridade sobre o *clock* e o *disable*.

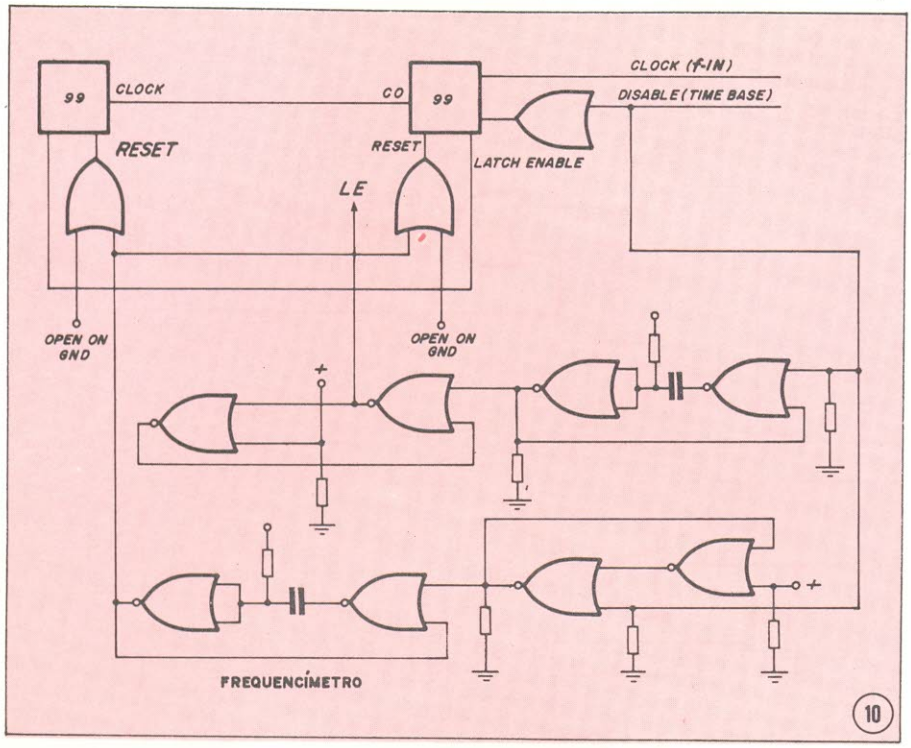
E) *disable* — quando em nível 1, impede que quaisquer outros pulsos de *clock* possam incrementar o contador.

F) GND — é a massa ou terra do circuito, corresponde ao referencial do mesmo.

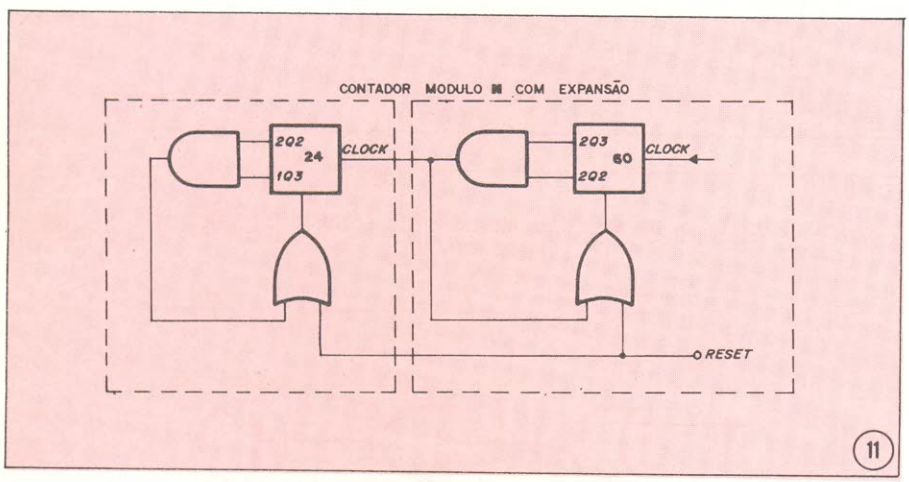
G) *latch enable* — enquanto estiver em nível 0, o contador apresentará o número de pulsos que já contou, mas, se levada a nível 1, memorizará no *display* o último número presente antes da aplicação desse nível.

H até O) correspondem as saídas BCD dos contadores, sendo que, o prefixo 1Q se refere à unidade e o prefixo 2Q às dezenas. O número (sufixo) 4 indica o bit mais significativo, enquanto o sufixo 1 indica o bit menos significativo.

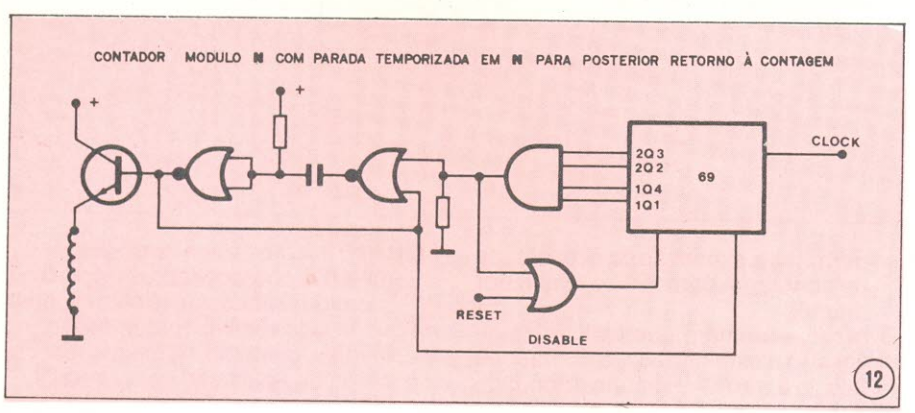
▷



10



11



12

Porta E — Foi implementada uma porta E com diodos para executar a função de detecção de *n*, como no caso dos contadores programáveis. De modo genérico, podemos dizer que quando *todas* as suas entradas forem a nível 1, sua saída irá também a 1, e quando uma (qualquer) de suas entradas estiver a nível 0, sua saída será igual a 0. Devido ao tipo de construção adotado para esta porta, sempre que deixarmos qualquer de suas entradas em aberto (sem conexão alguma), ela deverá ser considerada como se estivesse a nível 1.

Além da opção comum de ligação dos diodos ao ponto comum do resistor, ou seja, E out (por meio de *jumpers),* convém ressaltar duas outras formas que assumem características especiais. A primeira é através de um *DIPSWITCH,* que poderá ser soldado diretamente à placa, pois a furação já foi projetada prevendo a sua acomodação. Outra possibilidade é a de utilizar uma chave *THUMBWHELL,* de acordo com a figura 17.

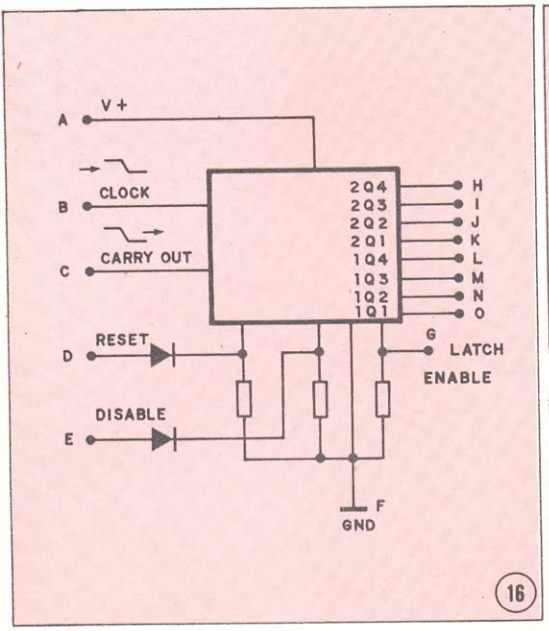
Montagem

Apesar de toda a sua versatilidade, o contador não oferece qualquer dificuldade para sua montagem. Vamos dividi-la em duas partes, conforme a própria divisão do *kit.*

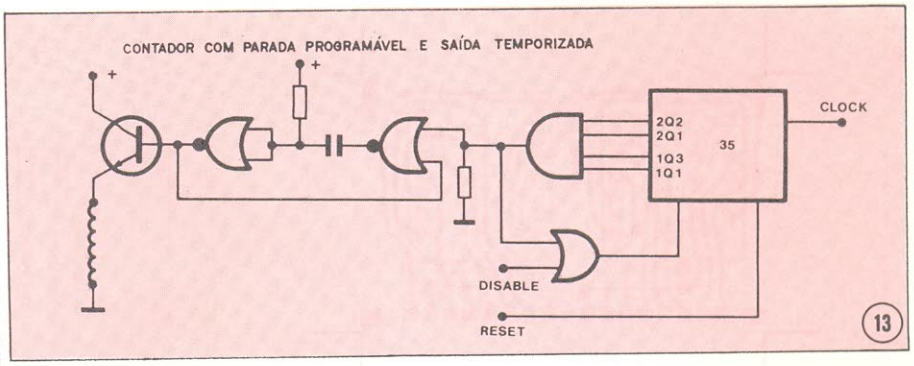
— CONJUNTO A —

O conjunto A distribui-se em parte pela placa 3109A (figura 18) e mais a placa 3109B (figura 19), esta última montada em "L" sobre a primeira e contendo os *displays* do contador. A identificação dos componentes pode ser feita pela figura 20.

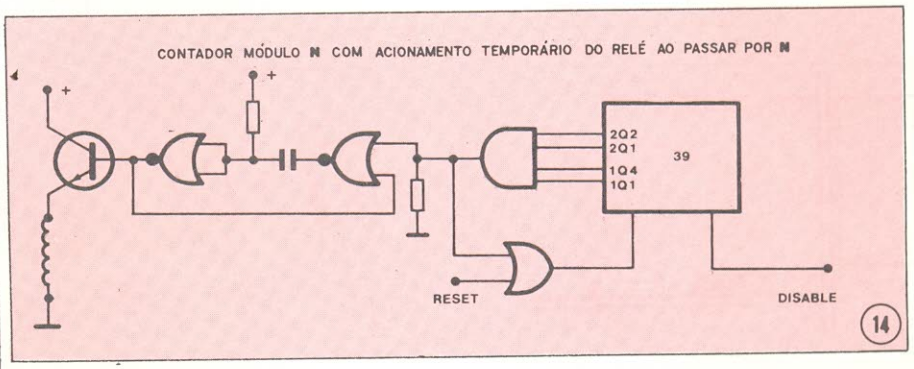
a. utilizando o fio rígido desencapado que acompanha o *kit*, faça todos os *jumpers* desse conjunto, excetuando J_Y, J_X, J_Z e J_V, que serão colocados posteriormente conforme sua opção de contagem.
b. solde na placa base (figura 18) os diodos D1 a D10, reservando D11 e D12 para depois, também conforme a futura opção de contagem.
c. solde os resistores R1 a R19 dessa mesma placa.
d. por fim, solde os circuitos integrados CI1, CI2 e CI3.
e. executadas as etapas anteriores, suspenda temporariamente os trabalhos sobre a placa base e passe à placa do *display* (figura 19).
f. utilizando fio rígido desencapado, faça e solde os *jumpers* dessa placa e selecione o ponto decimal através do *jumper* central, da seguinte forma: *jumper* superior — ponto decimal direito, *jumper* inferior — ponto decimal esquerdo.
g. coloque os *displays* segundo a indicação da face dos componentes da placa 3109B, soldando-os a seguir.
h. finalizando, solde a placa dos *displays* à placa base, formando um "L" como demonstra a figura 21.
i. agora, se você não for utilizar o conjunto B, terá terminado a sua montagem. Nesse caso, se definitivamente não lhe interessar o uso do conjunto B, poderá até mesmo cortar a parte da placa base a ele destinada, diminuindo assim o tamanho do seu contador. Entretanto, se for do seu interesse montar o conjunto B, continue acompanhando as instruções.



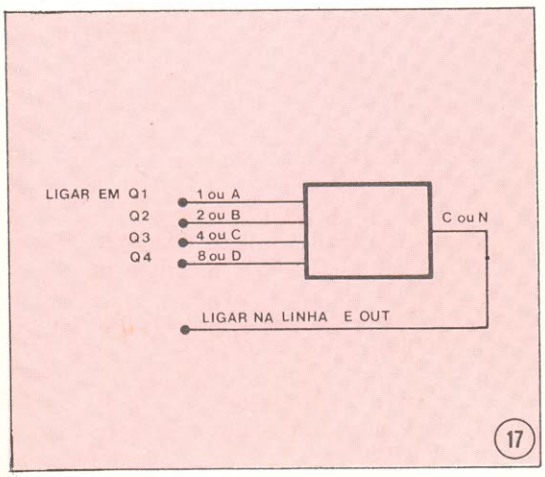
16



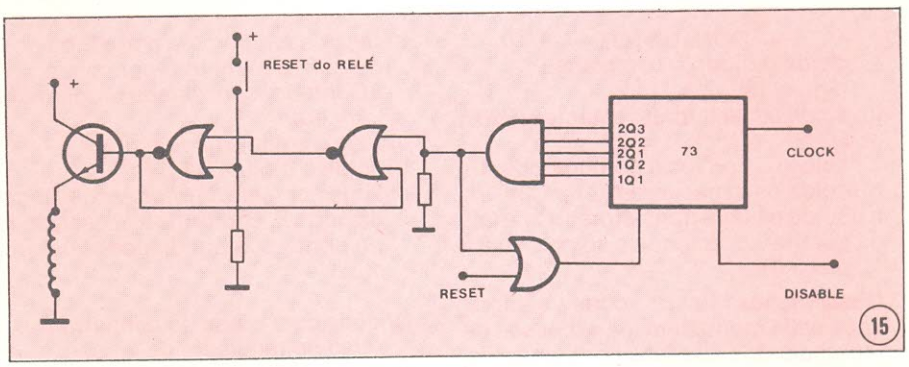
13



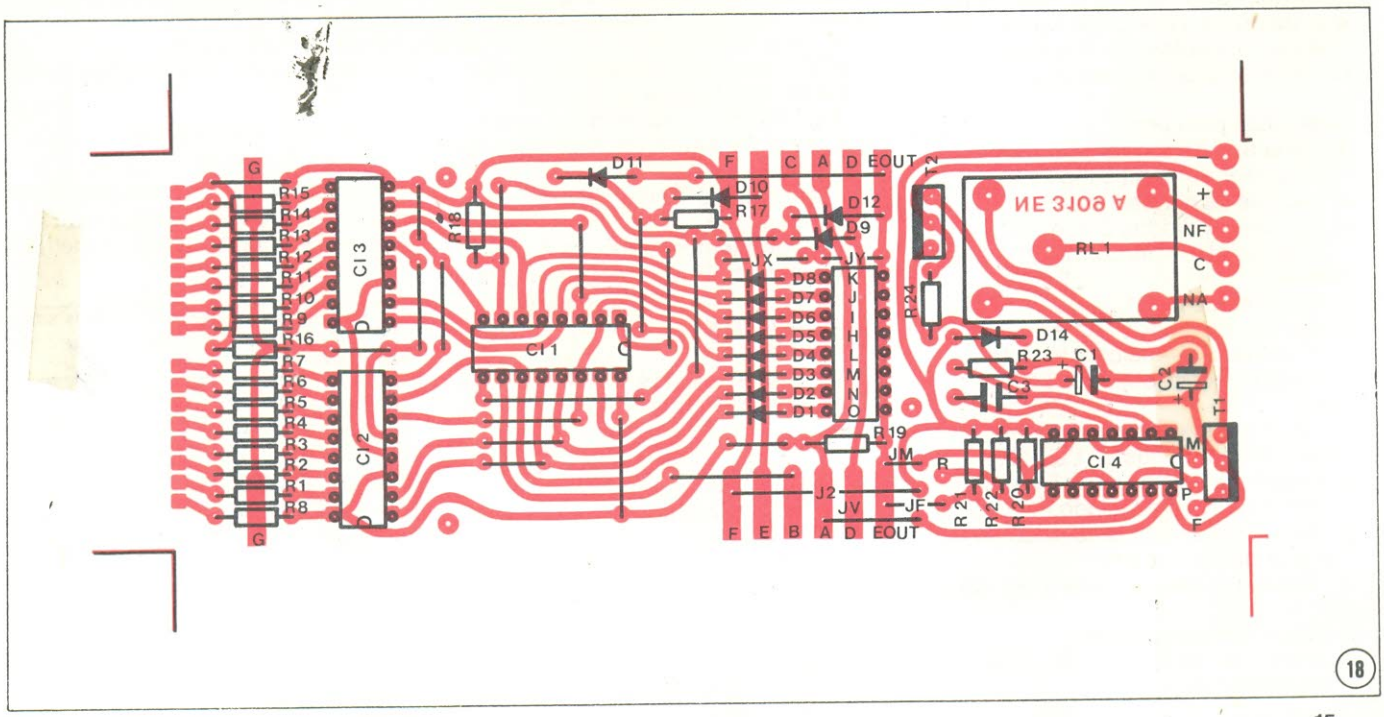
14



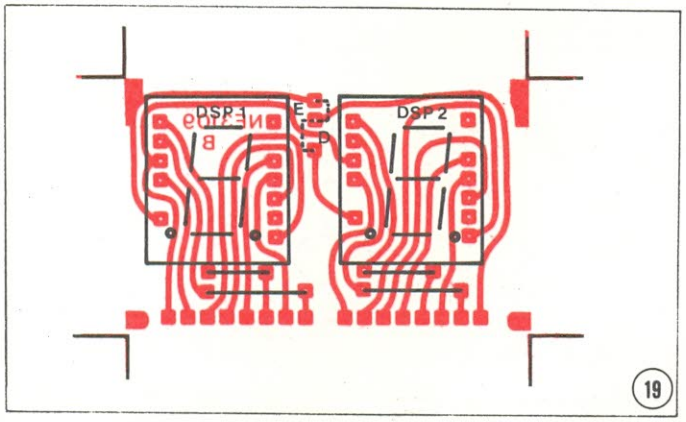
17

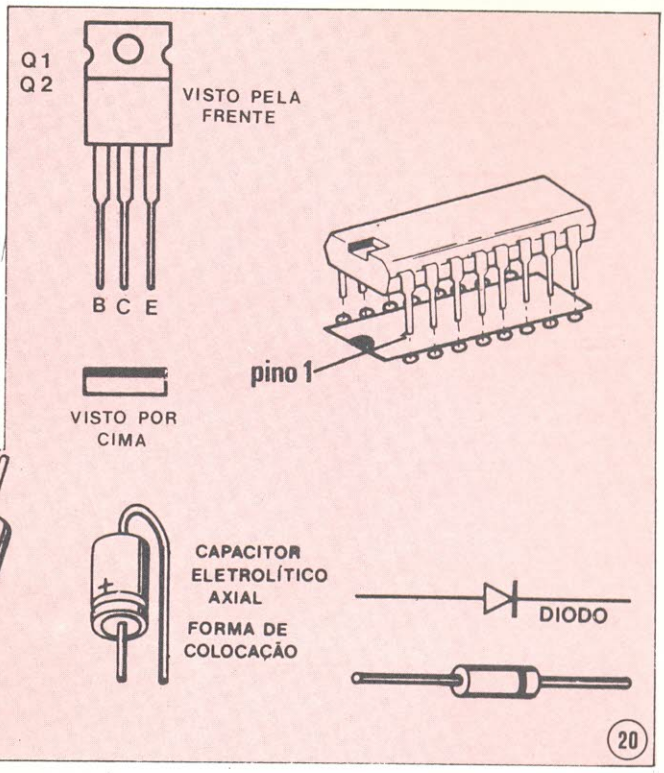


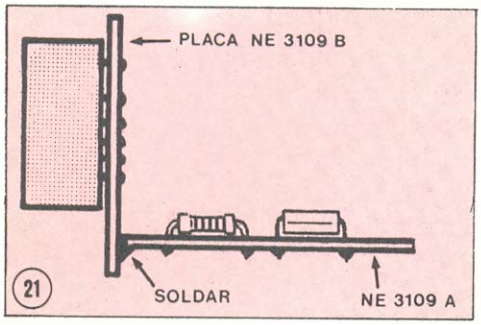
15



18







— CONJUNTO B —

j. solde o diodo D14 à placa (figura 18).
k. solde os resistores restantes (R20 a R24).
l. solde CI4 no local correspondente.
m. solde os capacitores (C1 a C3).
n. solde os dois transistores, Q1 e Q2.
o. por último, coloque e solde o relê à placa (RL1).

Observações finais: corte sempre, após cada montagem, os excessos de terminais dos diversos componentes; quaisquer dúvidas que possam surgir a respeito de polaridade ou pinagem dos componentes, você poderá elucidar consultando a figura 20.

Instruções para uso de cada tipo de opção

Contador 0 — 99 simples:

a) não use os *jumpers* J_X e J_Y.
b) não use os diodos D11 e D12.

Contador 0 — 99 com *carry out* (expansão)

a) faça e solde o *jumper* J_X.
b) não use os diodos D11 e D12.

Contador 0 — 99 com indicador de passagem por n quando n for maior que 0:

a) faça e solde o *jumper* J_X.
b) não use os diodos D11 e D12.
c) solde os diodos da porta E de acordo com o número desejado.
d) use a linha E *out* como saída do detector de passagem.

Contador programável com *carry out:*

a) faça e solde o *jumper* J_Y.
b) solde o diodo D12 em seu local correspondente.
c) faça os *jumpers* da porta E de acordo com o número programado.

Contador com parada programável e *carry out:*

a) faça e solde o *jumper* J_Y.
b) solde o diodo D11.
c) ligue por meio de *jumpers* os diodos da porta E, conforme a necessidade, no ponto comum diodos-resistor (E *out*).

Opções com o uso do conjunto B

Uso do regulador de tensão:

a) faça e solde os *jumpers* J_Z e J_V.
b) alimente a placa pelos pontos — e + com uma tensão entre 13 e 24 VCC e uma capacidade de fornecimento de corrente de 350 mA.

Uso do monoestável mais o relé:

a) alimente a placa via regulador de tensão.
b) faça e solde o *jumper* J_m e ligue os pontos M e B.

Uso do flip-flop mais o relé: alimente a placa via regulador de tensão.

b) faça o *jumper* J_f e ligue o ponto F ao ponto B.
c) conecte uma chave de contato momentâneo entre VCC e o ponto R.

RELAÇÃO DE MATERIAL

Conjunto A

— RESISTORES —

R1 a R15 — 390 (laranja-branco-marrom)
R16 — 1 M (marrom-preto-verde)
R17 e R18 — 470 k (amarelo-violeta-amarelo)
R19 — 47 k (amarelo-violeta-laranja)

Todos os resistores têm seu valor em ohms, são de 1/8 W e 5%.

— SEMICONDUTORES —

CI1 — CD 4518 (contador CMOS)
CI2 e CI3 — CD 4511 (decodificador CMOS)
D1 a D12 — 1N 914 (diodo de chaveamento)

— DIVERSOS —

1 placa base de circuito impresso — NE 3109A
1 placa de circuito impresso dos *displays* — NE 3109 B
1 m de solda trinúcleo
1 m de fio rígido desencapado 22 AWG

Conjunto B

— RESISTORES —

R20 a R22 — 1 M (marrom-preto-verde)
R23 — 10 M (marrom-preto-azul)
R24 — 1 k (marrom-preto-vermelho)

Os resistores R20, R21, R22 e R24 são de 1/8 W; R23 é de 1/4 W. Todos são de 5% de tolerância.

— CAPACITORES —

C1 e C2 — 100 µF/16 V (eletrolíticos)
C3 — 470 nF/16 V (poliester)

— SEMICONDUTORES —

CI4 — CD 4001 (portas NOU CMOS)
Q1 e Q2 — TIP 120 (transistor darlington)
D13 — 1N 914 ou 1N 4148 (diodo de chaveamento)
D14 — 1N 964 ou 1N 4743 (diodo zener)

— DIVERSOS —

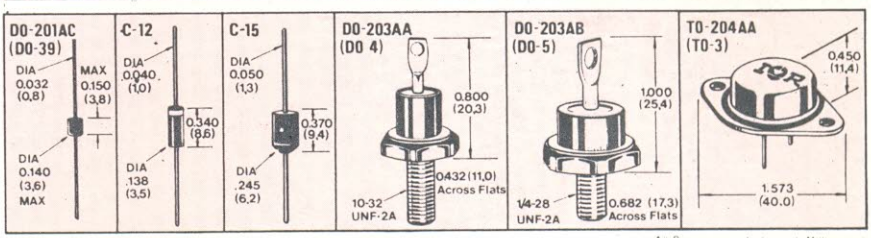
RL1 — RU 101012 (relé 12 V) ○

INTERNATIONAL RECTIFIER

TRANSISTORES MOSFET (POWER)

I_D Continuous Drain Current (A)	I_p (A) Pulse Current	V_{DS} (V) Drain Source Voltage	Part Numbers	R_{DS} (ON) Max. On-State Resistance Ω	gfs Typical Transconductance A/V	Switching Max. t_r µs	Switching Max. t_f µs	P_D Max. Power (W) Dissipation	Case Style	Data Sheet Number
4	8	350	IRF301	1.5	2.5	.10	.10	125	TO-3	9.300
4	8	400	IRF300	1.5	2.5	.10	.10	125	TO-3	9.300
5	10	350	IRF306	1.0	2.5	.10	.10	125	TO-3	9.300
5	10	400	IRF305	1.0	2.5	.10	.10	125	TO-3	9.300
16	32	60	IRF101	0.2	5.0	.15	.15	125	TO-3	9.301
16	32	80	IRF100	0.2	5.0	.15	.15	125	TO-3	9.301

DIODOS SCHOTTKY



All Dimensions in Inches and (Millimeters)

POWER SCHOTTKY RECTIFIERS

$I_{F(AV)}$ (A) @ T_C (°C)	2 (4) 80	4 (4) 80	8 (4) 80	20 85	25 70	30 (4) 95	30 95	30 (4) 115	50 70	50 80	60 (4) 100	75 (4) 115
I_R @ T_J = 125°C & rated V_{RWM} (mA)	2	5	10	250	250	125	10	25	250	250	200	50
V_{FM} (V)	0.65	0.65	0.58	0.65	0.86	0.54	0.75	0.75	0.86	0.87	0.60	0.80
@ I_{FM} (A)	4	8	16	63	80	30	30	60	160	160	60	150
@ T_J (°C)	150	150	150	125	125	125	150	150	125	125	125	150
Notes	(1)(2)(3)	(1)(2)(3)	(1)(2)	–	–	–	(1)(3)(5)	(1)	–	–	–	(1)
Case Style	DO-39	C-12	C-15	DO-4	DO-4	DO-4	TO-3	DO-4	DO-5	DO-5	DO-5	DO-5
Part Numbers												
20V	–	–	–	20FQ020	–	–	–	–	–	50HQ020	–	–
30V	20DQ030	40SQ030	80SQ030	20FQ030	1N6095	21FQ035	30QHC030	30FQ030	1N6097	50HQ030	–	75HQ030
40V	–	–	–	–	1N6096	–	–	–	1N6098	–	–	75HQ040
45V	20DQ045	40SQ045	80SQ045	20FQ045	–	21FQ045	30QHC045	30FQ045	–	50HQ045	51HQ045	75HQ045
Data Sheet (PD-)	#	#	2.047	2.033	#	#	2.042	2.039	2.032	2.032	2.021	2.040

(1) "830" Process 175°C T_J Schottky

(2) Temperature given is lead temperature, measured 3/8-inch (0.95 mm) from body.

(3) Provisional Data

(4) 180 degree rectangular conduction $I_{F(AV)}$ is I_d.

(5) Dual Center Tap – Common Cathode.

For detailed specifications, contact your IR Field Office, or local IR Distributor.

ZENERS

TEMPERATURE COMPENSATED VOLTAGE REFERENCES

Power Rating mW	V_Z Zener Voltage V	I_{ZT} Test Current mA	Z_T Zener Impedance Ω	Case Style	Nom. Temp Coefficient %/°C	IR Part No.
400	5.9-6.5	7.5	15	DO-7	0.01 0.005 0.002 0.001 0.0005	1N821 (1) 1N823 1N825 1N827 1N829
400	6.4±5%	1.0	100	DO-7	0.01 0.005 0.002 0.001 0.0005	1N4570 (2) 1N4571 1N4572 1N4573 1N4574
400	6.4±5%	2.0	50	DO-7	0.01 0.005 0.002 0.001 0.0005	1N4575 (2) 1N4576 1N4577 1N4578 1N4579
400	6.4±5%	4.0	25	DO-7	0.01 0.005 0.002 0.001 0.0005	1N4580 (2) 1N4581 1N4582 1N4583 1N4584
500	8.55-9.45	7.5	20	DO-7	0.01 0.005 0.002 0.001 0.0005	1N935 (4) 1N936 1N937 1N938 1N939

data tronix

AV PACAEMBU, 746 · C11 · CEP 01234-SP

PABX - 826 0111

DIODOS RAPIDOS

AXIAL LEAD 4 AMPS

$I_{F(AV)}$ (A) @ Max. T_C (°C)	4 @ 100
Max. t_{rr} (µs)	0.2
Max. $I_{RM(REC)}$ (A)	2
I_{FSM} (A)	150
Notes	(4) (13)
Case Style	C-15
	Part No.
50 Volts	40SL05
100 Volts	40SL1
200 Volts	40SL2
300 Volts	–
400 Volts	40SL4
600 Volts	40SL6
800 Volts	–
1000 Volts	–
Data Sheet (PD-)	2.041

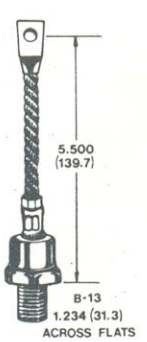
STUD MOUNTED[5] 6 TO 70 AMPS

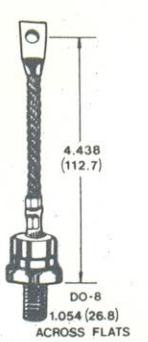
6 @ 100	12 @ 100	12 @ 100	16 @ 100	20 @ 100	30 @ 100	40 @ 75	70 @ 75
0.2/0.3	0.2/0.3	0.2/0.3	0.1/0.2	0.20/0.35	0.20/0.35	0.1/0.220	0.1/0.2/2.0
2/4	2/5	2/5	–	–	–	–	–
75	150	150	180	225	300	400	735
(6) (13)	(6) (13)	(6) (13)	(13)(14)	(6) (13)	(6) (13)	(6)(13)(14)	(6) (13)(14)
DO-4	DO-4	DO-4	DO-4	DO-5	DO-5	DO-5	DO-5
Part Numbers							
1N3879 1N3880 1N3881 1N3882 1N3883	1N3889 1N3890 1N3891 1N3892 1N3893	12FL5S02 12FL10S02 12FL20S02 – 12FL40S02	16FL5S02 16FL10S02 16FL20S02 – 16FL40S02	IRD3899 IRD3900 IRD3901 IRD3902 IRD3903	IRD3909 IRD3910 IRD3911 IRD3912 IRD3913	40HFL5SXX 40HFL10SXX 40HFL20SXX 40HFL30SXX 40HFL40SXX	70HFL5SXX 70HFL10SXX 70HFL20SXX 70HFL30SXX 70HFL40SXX
–	–	12FL60S02	16FL60S02	–	–	40HFL60SXX	70HFL60SXX
–	–	–	–	–	–	40HFL80SXX	70HFL80SXX
–	–	–	–	–	–	40HFL100SXX	70HFL100SXX
2.046	2.046	2.046	2.046	2.045	2.045	2.045	2.045

DIODOS RETIFICADORES

STUD MOUNTED[5] SILICON RECTIFIERS – 150 TO 500 AMPS

$I_{F(AV)}$ (A) @ Max. T_C (°C)	150 @ 150	150 @ 150	250 @ 130	250 @ 135	275 @ 120	300 @ 120	300 @ 120	500 @ 105	500 @ 120
I_{FSM} (A)	3,000	3,000	4,500	4,500	5,000	5,000	6,250	8,000	10,000
Notes	(6) (9)	(6) (9)	(6)	(6)	(6)	(6) (9)	(6)(7)(9)	(6)(7)(9)	(6)(7)(9)
Case Style	DO-8	DO-30	B-13	B-13	B-13	B-13	B-6	B-8	B-8
				Part Number					
V_{RRM} 50 Volts	150K5A	150L5A	–	1N2054	1N4044	300U5A	–	–	–
100 Volts	150K10A	150L10A	1N3735	1N2055	1N4045	300U10A	–	–	–
150 Volts	–	–	–	1N2056	1N4046	–	–	–	–
200 Volts	150K20A	150L20A	1N3736	1N2057	1N4047	300U20A	–	–	–
250 Volts	–	–	–	1N2058	1N4048	–	–	–	–
300 Volts	150K30A	150L30A	1N3737	1N2059	1N4049	300U30A	–	–	–
350 Volts	–	–	–	1N2060	–	–	–	–	–
400 Volts	150K40A	150L40A	1N3738	1N2061	1N4050	300U40A	–	–	–
450 Volts	–	–	–	1N2062	–	–	–	–	–
500 Volts	–	–	1N3739	1N2063	1N4051	–	–	–	–
600 Volts	150K60A	150L60A	1N3740	1N2064	1N4052	300U60A	–	501V60	501V60B
700 Volts	–	–	–	1N2065	1N4053	–	–	–	–
800 Volts	150K80A	150L80A	1N3741	1N2066	1N4054	300U80A	301U80	501V80	501V80B
900 Volts	–	–	–	1N2067	1N4055	–	–	–	–
1000 Volts	150K100A	150L100A	1N3742	1N2068	1N4056	300U100A	301U100	501V100	501V100B
1200 Volts	150K120A	150L120A	1N3743	–	–	–	301U120	501V120	501V120B
1300 Volts	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1400 Volts	–	–	–	–	–	–	301U140	501V140	501V140B
1600 Volts	–	–	–	–	–	–	301U160	501V160	–
1800 Volts	–	–	–	–	–	–	301U180	501V180	–
2000 Volts	–	–	–	–	–	–	301U200	501V200	–
2100 Volts	–	–	–	–	–	–	301U210	501V210	–
2200 Volts	–	–	–	–	–	–	301U220	501V220	–
2300 Volts	–	–	–	–	–	–	301U230	501V230	–
2400 Volts	–	–	–	–	–	–	301U240	501V240	–
2500 Volts	–	–	–	–	–	–	301U250	501V250	–
Data Sheet (PD-)	2.017	2.017	2.018	2.018	2.019	2.019	2.020	2.022	2.022





O PROBLEMA É SEU

ILUSTRAÇÃO DE EDUARDO MANZINI

Os Amplificadores e os Alto-falantes

Todo aquele que mexe com aparelhos de áudio já se deparou com um problema do tipo:

"Tenho um amplificador com saída de 3,2 Ohms e só disponho de alto-falantes de 8 Ohms. Como faço para ligar os alto-falantes de maneira a não perder potência e nem distorcer o sinal de saída?"

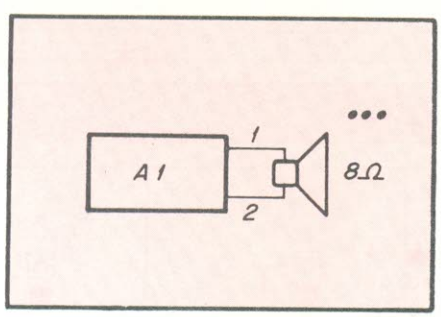
Para resolver o problema, basta ter noções elementares de associações série e paralelo de impedâncias. Só há máxima transferência de potência e ausência de distorção quando a impedância total dos alto-falantes for igual à impedância de saída do amplificador.

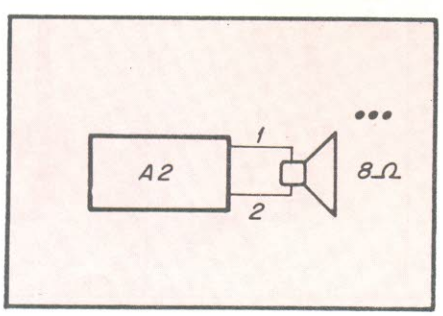
O Problema é Seu deste mês apresenta 5 amplificadores descasados (que têm na saída alto-falantes cujas impedâncias não conferem com as impedâncias de saída dos alto-falantes) e 5 associações de alto-falantes. Coloque, no espaço pontilhado, a associação que, se anexada à saída do amplificador correspondente, evitaria o problema de distorção e asseguraria a máxima transferência de potência.

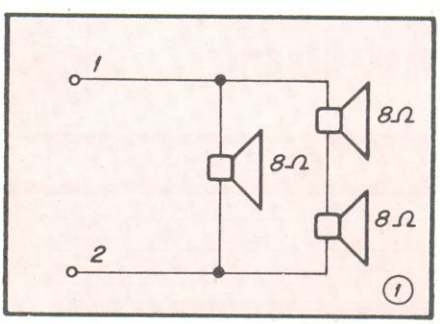
resposta — Depois de preenchidos os pontilhados, você obterá um número de cinco algarismos dispondo-os de cima para baixo. A metade desse número vale 6761.

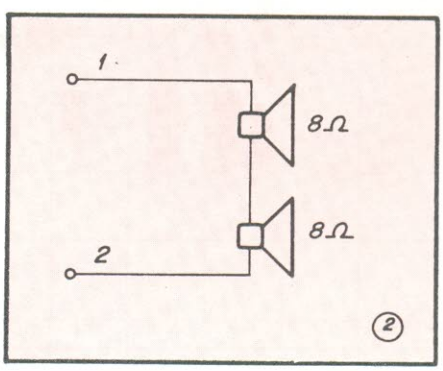
Impedâncias dos Amplificadores
A1 — 3,2 OHms
A2 — 4 Ohms
A3 — 4 Ohms
A4 — 8 Ohms
A5 — 3,2 Ohms

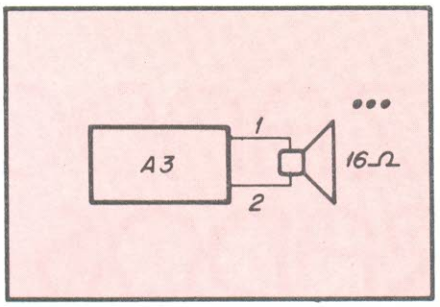
Impedâncias dos Amplificadores

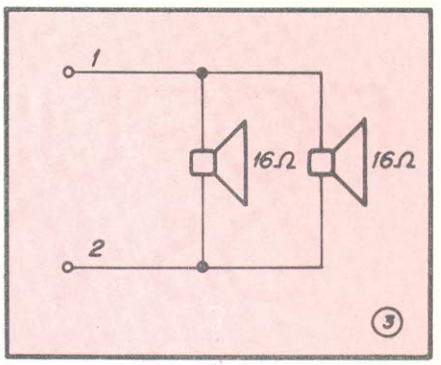


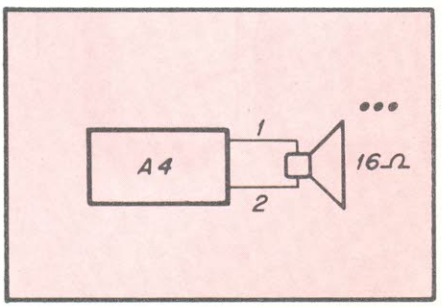


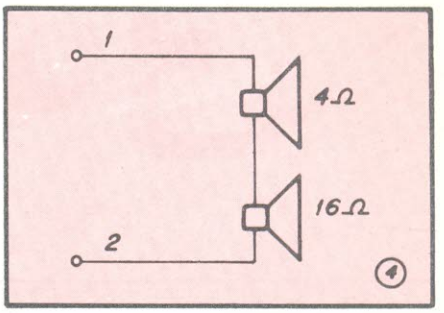


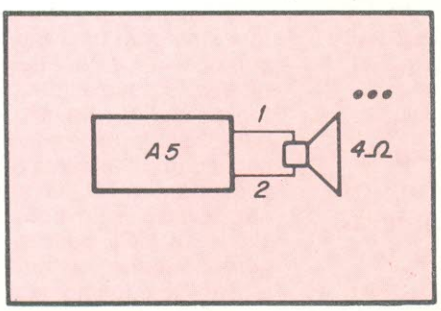


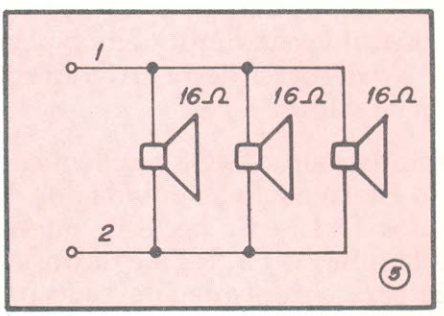












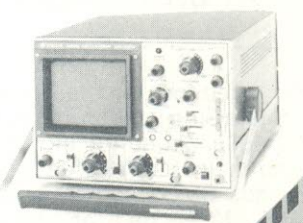
◆

TRIO

TRIO-KENWOOD

INSTRUMENTOS DE ALTA PRECISÃO

OSCILADOR TIGGERED DELAY CS 1830



Traço duplo osciloscope. Faixa de operação: 30 MHz DC-AC. Sensibilidade: 2 mV/c Tempo de varredura: 0,2 us — 0,5 s/div. Entrada p/ ext. Trigger com retardo de Triggering. Chave imdependente para atenuação x^5 com Hold OFF. Tensão máxima aplicável 600 p-p ou 300 V pico DC-AC. Sistema de varredura: Triggering. Sweep, auto sweep e single Sweep.

UNICOBA
IMPORTAÇÃO E EXPORTAÇÃO LTDA.

IMPORTAÇÃO E EXPORTAÇÃO LTDA.
Rua da Glória, 279 — 5.º andar — Cj. 52
Tels.: 278-7564, 278-7157, 279-4041
Telex: (011) 25260 UNIX-BR

MULTÍMETRO DIGITAL DL 705

3½ dígitos. Função DCV, ACV, ohm e DCA. Exatidão ± 0,5% rdg; ± 0,5% F.S. ± 1 dígit. (DC-V). Medição em DC faixa de: 2, 20, 200, 1000 V; AC faixa de: 2, 20, 200, 1000 V. Resistências 0-20 Mohm. Corrente 0-200 mA. Impedância de entrada 10 Mohm.

DISTRIBUIDORAS AUTORIZADAS

S. Paulo: Coml. Eletr. Unitrotec — 222-3833 - 223-3728 **S. Paulo:** Filcres Imp. e Repres. Ltda. - 221-4451 - 221-6326 **S. Paulo:** Instronic Intr. de Teste - 531-5114 - 542-9646 **S. Paulo** - Bernardino Migliorato &Cia - 220.3486 **Rio** Nova Jê Ele trônica - 232.0367 **B. Horiz.:** Eletrônica Sideral - 201-5728 **P. Alegre:** Comercial Rádio Lux - 21-6055 **Curitiba:** Comercial Radio TV Universal - 223-6644 **Recife:** Barto Represent. Comércio - 224-3699 **Salvador:** Moreira Vasto (Magnetron) - 243-1385 **Vitória:** Eletrônica Yung - 223-1345 **Fortaleza:** F. Valter & Cia. Ltda. 226-0770 **Manaus:** Coml. Bezerra Ltda. 232-5663

POPULARIZANDO OS INTEGRADOS C-MOS

1ª Parte

Nos Estados Unidos e Europa os integrados TTL já foram substituídos há muito tempo pelos integrados da família CMOS. No decorrer deste artigo iremos discutir o que motivou esta mudança.

Os integrados CMOS também começam a ser mais solicitados no Brasil e não há dúvida que dentro de alguns anos os integrados TTL serão peças de museu (como são os integrados das famílias DTL, RTL e outras). É preciso, então, se preparar já para essa pequena evolução. O primeiro passo é conhecer os integrados mais simples como o 4001 e outros, com exemplos de aplicação.

É o que pretende esta série de três artigos da Nova Eletrônica

Os circuitos integrados digitais CMOS têm sido usados cada vez com mais freqüência no projeto de circuitos eletrônicos, e com boas razões. Os integrados CMOS são extremamente versáteis, fáceis de usar e têm níveis de qualidade e desempenho não alcançados por nenhuma das outras famílias de integrados lógicos que existem.

A sigla CMOS é usada porque todos os integrados dessa família são construídos com transistores MOS (metal-óxido-semicondutor) numa configuração complementar. Construídos dessa maneira, os integrados CMOS consomem bem menos potência que os outros tipos de circuitos integrados e podem operar numa faixa bem larga de tensão. Relógios de pulso, sistemas elétricos de automóveis, equipamentos médicos, aparelhos de TV e calculadoras portáteis são exemplos de produtos que hoje usam integrados CMOS.

Neste artigo não discutiremos as características internas desses integrados, essa parte deixaremos para o curso de Semicondutores e Práticas em Técnicas Digitais. Nosso intuito é uma análise prática dos principais integrados CMOS dentro de circuitos de aplicação.

Para ficarem patentes as diferenças existentes entre os integrados CMOS e TTL é conveniente, agora esboçar um estudo comparado, ainda que breve, dessas duas famílias de integrados lógicos.

CMOS × TTL

Nesta mesma revista (nº 39) há um exemplo muito claro da praticidade dos integrados CMOS. Na seção prática há um artigo que descreve um alarme de lanternas acesas para automóveis. O coração do circuito é um integrado lógico CMOS (o 4011). Nesse caso optou-se por um integrado CMOS devido à extensa faixa de tensão que pode alimentá-lo, enquanto um integrado TTL necessita de um nível específico de tensão para um funcionamento satisfatório.

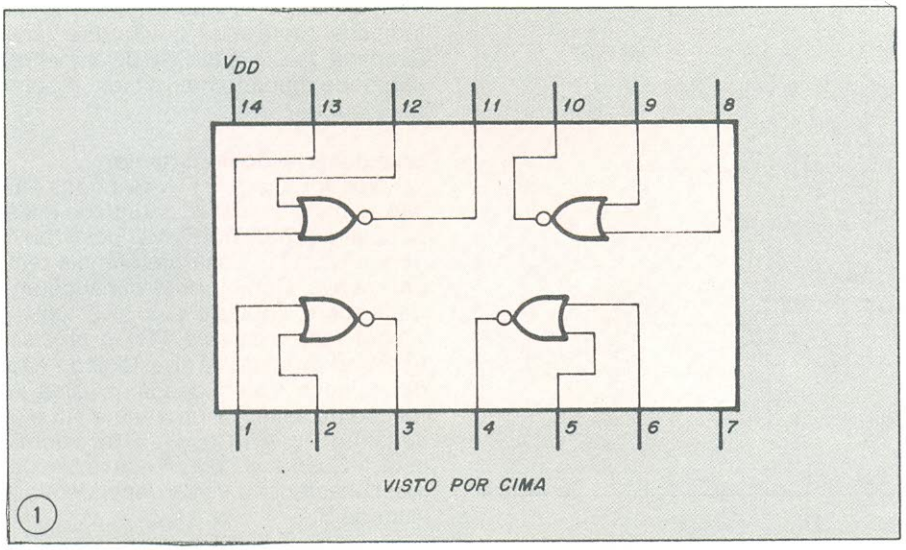
Para um projetista é muito mais vantajoso dispor de um componente cujo ponto de trabalho não seja crítico. É o caso dos integrados CMOS.

A maioria dos integrados CMOS funciona com uma faixa de alimentação que vai dos 3 V aos 15 V. Os integrados TTL são alimentados com uma tensão de 5 V com um desvio máximo de 0,5 V. Com esses dados dá para perceber que um sistema CMOS é compatível com um TTL, enquanto o inverso não é possível. Em outras palavras, um sistema CMOS pode ser acoplado na periferia de um sistema TTL já que a tensão de trabalho deste se encontra na extensa faixa de trabalho dos integrados CMOS. Porém, para que um sistema TTL opere na periferia de um sistema CMOS é preciso checar a tensão em que este esteja operando. Se o sistema CMOS estiver operando, por exemplo, com nível lógico 1 de 8 V, o sistema TTL não será compatível, e só será compatível quando a tensão de trabalho do sistema CMOS estiver trabalhando com nível lógico 1 entre 4,75 V e 5,25 V.

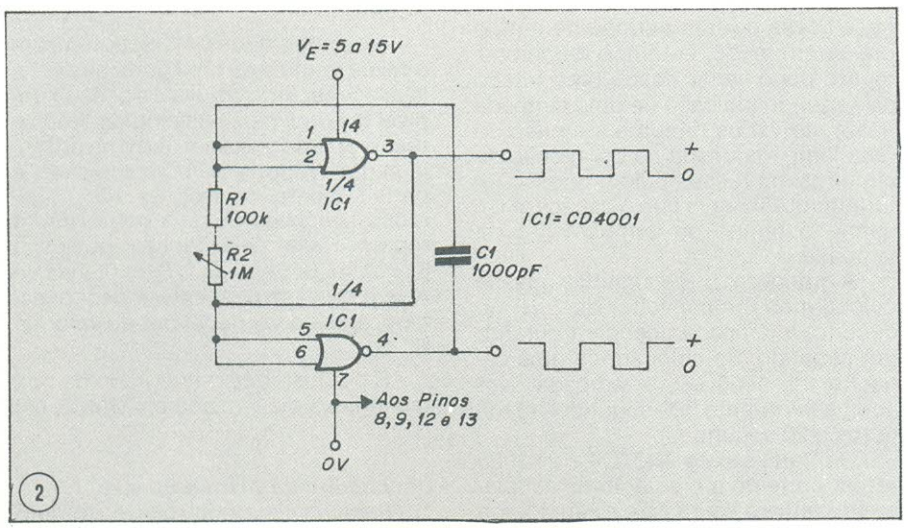
A compatibilidade entre duas famílias de circuitos lógicos está intimamente ligada com a tensão de trabalho. Como a faixa de tensões de trabalho é muito mais extensa nos integrados CMOS, é claro que são esses os que possuem maior "afinidade" com as demais famílias de circuitos lógicos.

Outro aspecto importante que serve de base de comparação entre as duas famílias de integrados lógicos é o do consumo. Nesse aspecto os integrados CMOS levam nítida vantagem. Vejamos porque:

Os integrados TTL são constituídos de agrupamentos de transistores que trabalham ou no estado de corte ou de saturação. Quando um transistor está saturado, a corrente que o atravessa (corrente entre coletor e emissor) é relativamente alta. Os integrados CMOS trabalham com transisto-



A distribuição de pinos do integrado 4001.



Oscilador astável de freqüência variável (600 hz a 6 kHz).

res a efeito de campo de metal-óxido-semicondutor cujas junções de entrada trabalham sempre reversamente polarizadas. Esse detalhe é que proporciona uma diminuição flagrante de consumo de energia em relação aos integrados TTL.

Para um consumidor, por exemplo, é muito mais vantajoso comprar uma calculadora que consome 100 mW de potência do que uma que consome 500 mW. As pilhas ou o tempo de carga da bateria durarão muito mais quando o consumo do circuito é mais baixo.

Nas calculadoras modernas quase já não se vêm integrados TTL.

Os transistores a efeito de campo do tipo MOS (MOSFET), devido a essa característica de baixo consumo, vêm sendo usados também como pré-amplificadores de sondas, como cápsulas cerâmicas e magnéticas ou antenas; já que, possuindo uma impedância de entrada muito alta, não aterram e não reduzem a tensão de saída dessas sondas, isto é, não as sobrecarregam.

Além disso, o baixo consumo de potência na lógica CMOS permite que os níveis lógicos se sustentem na sua propagação. O problema da sustentação de um nível lógico para circuitos integrados TTL é um pouco mais sério, tanto que os *fan-out* (número de portas que podem ser ligadas a uma saída de um integrado TTL) são menores para essa família de circuitos integrados.

Há, porém, uma vantagem dos integrados TTL em relação aos integrados CMOS. Essa vantagem se acentua numa comparação entre os TTL-Schottky e os CMOS. Trata-se do fator velocidade. Enquanto num sistema TTL Schottky a freqüência do *clock* pode chegar a 100 MHz, num sistema CMOS ela, normalmente, não deve ultrapassar os 5 MHz. Isso ocorre porque a junção de entrada de cada transistor MOS atua como um capacitor que, juntamente com a impedância de entrada do transistor, forma uma malha de atraso. O desenvolvimento de novas técnicas de fabricação têm minimizado o problema a ponto de já se ter construído integrados CMOS tão rápidos quanto os integrados ECL ou TTL-Schottky; no entanto, tais integrados não são ainda comerciais e custam uma fortuna.

Falando dos integrados MOS e TTL que existem no mercado brasileiro, o primeiro fato digno de nota é o de que os custos de um e de outro têm se equiparado cada vez mais. Há alguns anos os integrados CMOS eram bem mais caros. Hoje em dia, porém, pode-se dizer que os sistemas TTL e CMOS são equivalente em custo de fabricação.

A linha de integrados CMOS

No mercado brasileiro, os integrados CMOS mais comuns pertencem à linha 40XX. Se você der uma espiada agora no caderno da Filcres você terá uma relação completa dos integrados CMOS dessa linha e suas funções. Além desses há os integrados da linha 74CXX que são integrados CMOS especialmente construídos para serem compatíveis com a linha 74XX de integrados TTL.

Os integrados MOS/LSI são normalmente usados em sistemas de microprocessamento e abrigam toda a linha de integrados especiais como o MM5789 (TV Game), o 3814DC (Digital Voltmeter - DVM) e etc.

"Popularizando os integrados CMOS" será uma série de três artigos, este é o primeiro deles, que procurará abordar os integrados CMOS da maneira mais abrangente possível, dentro de circuitos práticos simples e fáceis de entender.

O 4001

No artigo deste mês vamos discutir esse integrado CMOS. Nos próximos abordaremos outros integrados um pouco mais complexos.

A figura 1 mostra a distribuição de pinos desse integrado. O 4001 tem 4 portas NOU de duas entradas.

Alguns dados dos manuais comuns a esse integrado e outros integrados "porta lógicas" CMOS.

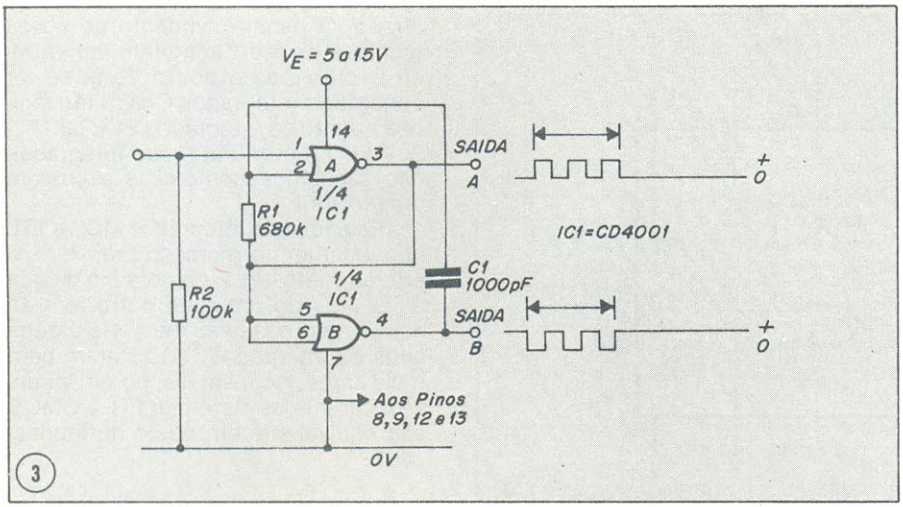
— alimentação entre 3 e 15 V
— compatibilidade com TTL
— características simétricas da saída
— grande imunidade a ruídos (0,45 VDD tip.)

Vamos estudar alguns circuitos práticos onde são usados.

Circuitos Multivibradores

As figuras 2 e 3 mostram os esquemas de dois multivibradores astáveis construídos a partir do integrado 4001.

O primeiro é um multivibrador astável de freqüência variável entre 600 Hz ▶



Multivibrador astável com entrada de controle.

e 6 kHz. As duas portas do integrado 4001 atuam como inversores já que possuem suas entradas curto-circuitadas. A freqüência de saída não depende da tensão de alimentação, como normalmente acontece com os circuitos multivibradores construídos com elementos discretos. A freqüência de saída depende apenas da malha RC.

A principal vantagem desse circuito é a extensa faixa de valores para a tensão de alimentação, desde 5 até 15 V. Logo, o circuito pode ser ligado a uma bateria ou acoplado a um sistema TTL.

A figura 3 mostra um circuito que praticamente mantém as mesmas características do circuito anterior com a anexação de uma entrada de controle.

Neste ponto devemos fazer um comentário:

Para a lógica TTL, uma entrada aberta (sem nenhum sinal nela injetado) equivale ao nível lógico 1, enquanto que para a lógica CMOS equivale ao nível lógico 0.

Sendo assim, se o terminal 1 do circuito da figura 3 não for acionado o multivibrador astável oscilará, já que essa situação equivale ao nível 0. Ele só deixará de oscilar na situação em que o terminal 1 estiver alimentado com uma tensão de nível lógico 1. De resto, é um circuito como o anterior. Os valores do resistor R1 e do capacitor C1 foram calculados de tal forma que a tensão de saída seja de 1 kHz.

Observe que na situação em que a porta superior desse circuito for alimentada com nível lógico 0 na entrada 1, essa porta atua como um inversor, identicamente à porta inferior.

Um circuito de controle do tempo de acionamento de uma lâmpada

O circuito da figura 4 também utiliza um integrado 4001. A lâmpada é acionada tão logo a chave S1 seja momentaneamente fechada e ela permanece acesa por um período de tempo pré-determinado. O tempo de acionamento pode variar desde uma fração de segundo (no caso de uma lâmpada flash) até vários minutos (no caso de uma lâmpada usada na confecção de circuitos impressos pelo processo fotográfico). Observe que o capacitor C1 define o tempo de acionamento da lâmpada.

A grandeza 2μF/s significa que, se colocarmos um capacitor de 2 μF no circuito, a lâmpada acenderá durante um segundo. Se colocarmos uma capacitor de 1000 μF, a lâmpada será acionada durante 500 segundos (8 minutos e 20 segundos).

Os transistores 2N3704 e 2N3055 fazem parte de um estágio de acoplamento entre a saída do circuito lógico (pino 4 do integrado) e a lâmpada.

As duas portas usadas na montagem são usadas numa configuração de um multivibrador monoestável e a tensão de alimentação, 12 V, tem esse valor devido à tensão de trabalho da lâmpada. Caso você queira usar uma lâmpada de 6 V, a tensão de alimentação pode mudar para 6 V sem problema algum.

Uma observação importante

Nos integrados TTL as portas NE são as mais usadas. O integrado mais popular é o 7400 que é composto de 4 portas NE TTL. Essa preferência tem um motivo. Como um terminal de entrada aberto equivale a um nível lógico 1 para toda a família TTL, é preciso usar portas em que o nível lógico 1 não defina nenhuma mudança na saída. A função de saída de uma porta NE é a seguinte $S = \overline{AB}$. Caso A = 0 a saída S será 1. Caso A = 1 ou A esteja aberto (desconectado) a saída dependerá do valor de B.

Logo, o nível lógico 1 na entrada de uma porta NE-TTL, torna essa entrada neutra.

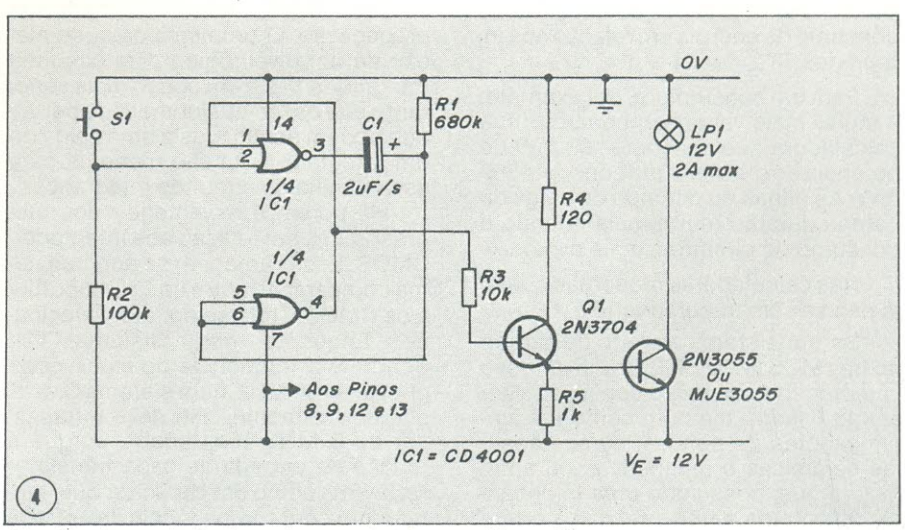
Nos integrados CMOS, porém, um pino de entrada de uma porta que esteja desconectado equivale a possuir um nível 0. Logo, para essa lógica deve-se procurar uma porta em que o nível 0 seja neutro. A porta NOU, nesse caso, é perfeitamente cabível; se não, vejamos: a saída de uma porta NOU é representada pela função booleana S = A + B. Se A = 1, S = 0; mas se A = 0 ou esse pino estiver desconectado, a saída vai depender do valor de B.

É por isso que o integrado de portas lógicas mais usado em CMOS é o 4001.

Um circuito de Alarme Sonoro

Para finalizar com chave de ouro este artigo introdutório vamos discutir uma alarme sonoro construído a partir do integrado 4001.

A figura 5 mostra o circuito de um alarme sonoro básico.

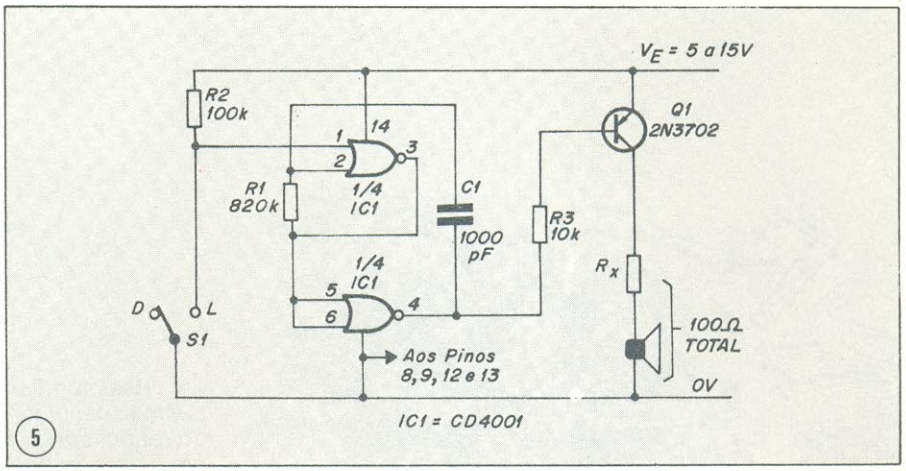


Circuito de controle de acionamento de uma lâmpada.

Nele, duas portas do integrado são interconectadas na configuração de um multivibrador astável que opera em 800 Hz aproximadamente, e a saída desse astável é acoplada a um transistor de chaveamento, o 2N3702, equivalente ao BC557, via R3. O transistor Q1 usa o resistor Rx e o alto-falante como carga de coletor.

Com a chave desligada o pino 1 do integrado é alimentado com um nível lógico 1, o que força um 0 na saída 3, desacionando o multivibrador astável. Quando a chave é fechada, a mesma entrada 1 é alimentada agora com 0, o multivibrador astável é liberado e começa a oscilar. A saída do multivibrador, pino 4, chaveia o transistor Q1 que oscila entre o corte e a saturação de tal forma que um sinal de pequeno nível possa ser ouvido no alto-falante. O alto-falante e o resistor Rx, que estão ligados em série devem tem uma impedância total de 100 ohms aproximadamente. A potência de saída do circuito, que étransformadaem potência acústica, depende do quanto a fonte de tensão pode fornecer e do valor da impedância do alto-falante. Usando uma fonte de 9 V com uma saída de 40 mA, com um alto-falante de 16 ohms, a potência de saída será de 25 mW. Se for usado um alto-falante de 100 ohms, a potência de saída será de 160 mW.

Usando outros estágios amplificadores e fontes mais robustas, é possível aumentar indefinidamente a potência de saída entregue ao alto-falante.



Um alarme de 800 Hz.

Conclusão

Esperamos que, com este artigo, o integrado 4001 torne-se mais um amigo dentro da grande família de componentes eletrônicos que você já conhece.

No próximo número discutiremos outros circuitos práticos com outros integrados CMOS. Até lá, então. ●

PROCURE

que você encontra
os números
atrasados da revista
Nova Eletrônica na

ORGANIZAÇÃO COSTA
Livros, Revistas e Jornais Ltda.

R. dos Andradas, 39
Fone: 227-6509 S.P.

Conversa com o leitor

Realmente, no artigo que você citou, Sérgio, ficou faltando especificar os dois diodos; pode utilizar qualquer diodo retificador de aplicação geral, como o 1N914, por exemplo. O zener, porém, está especificado: é um modelo para 8,6 V; pela pouca potência do circuito em que é utilizado, pode ser de 400 mW, sem problemas.

Acreditamos ser perfeitamente possível a interligação entre o mini-Moogh e o circuito citado, já que este foi projetado para ser empregado com sintetizadores musicais. Não fizemos o teste prático, mas se houver problema, deverá ser apenas quanto ao casamento de impedâncias, fácil de resolver com um pequeno circuito adaptador.

Confecção de circuitos impressos

Li em uma certa revista que para confeccionar uma chapa de circuito impresso, é preciso traçar sobre ela com uma caneta de tinta ácido-resistente, dar um banho de corrosão, passar sobre ela uma esponja de aço e, finalmente, aplicar sobre ela uma fina camada de verniz incolor em aerossol. Minha dúvida é: com o que eu posso dar o banho de corrosão e qual a casa comercial ou fábrica onde posso encontrar o produto para tal finalidade?

Marco Aurélio Paganini
Rio de Janeiro — RJ

O produto que você procura, Marco Aurélio, é o percloreto de ferro, e pode ser encontrado em quase todas as lojas especializadas em material eletrônico, ou então em lojas de produtos químicos. O percloreto é vendido sob a forma de líquido, pó ou pedra; nos dois últimos casos, deve ser dissolvido em água, numa certa proporção ideal. Mas para saber em detalhes todo o processo de fabricação de placas de circuito impresso, desde o corte da chapa até a aplicação do verniz sobre a placa acabada, consulte o artigo publicado na Nova Eletrônica n.º 13, de março de 78, intitulado 'Como elaborar e confeccionar uma placa de circuito impresso'.

Música eletrônica

Sou estudante de eletrônica e me interesso pela música eletrônica; na revista NE n.º 28, de junho de 1979, na pág. 24, há um esquema intitulado 'Temporizador gera trapezóide para sintetizadores musicais', mas não foi dado o tipo dos diodos D1, D2 e do zener. Além disso, quero saber se é possível ligar o 'mini-Moogh', publicado na revista NE n.º 35, ao temporizador acima.

Sérgio Lukashevich
São Paulo — SP

Luzes seqüenciais

Caros senhores, venho por meio desta fazer uma consulta a seu departamento técnico. Possuo um kit 'luzes Seqüenciais' de vossa idealização e necessitei mais potência por canal do que aquela obtida com o triac fornecido com o kit. Optei pelo TIC 263D (400 V × 25 A). Na potência que pretendia utilizar (2000 W × 220 V), foi preciso um dissipador maior, para manter o triac numa faixa segura de operação (optei pelo BR214AA). Até aqui, tudo corria bem. Devido ao tamanho do dissipador, foi preciso colocar o kit numa caixa maior. Acontece que ao conectar o aparelho à rede, as lâmpadas de todos os canais permaneciam acesas continuamente. Verifiquei o circuito de disparo e ele enviava normalmente os pulsos de disparo aos triacs. Tudo ok.

Agora vem o mais surpreendente (para mim, ao menos): com o triac fora do dissipador e soldado diretamente à placa impressa original, funciona! Gostaria, se possível, que os técnicos da NE repetissem, ao menos em um canal, minhas experiência e me indicassem uma solução para o problema. Fiquei com receio de fazer tentativas, sem obter resultados práticos (...)

Rudmar Machado de Amarante
Santa Maria — RS

O problema com o seu kit de luzes seqüenciais, Rudmar, parece residir nos novos dissipadores que utilizou. Você não explicou, em sua carta, como fixou os dissipadores à caixa do circuito; sim, porque pelo tamanho dos mesmos, não há condições de fixá-los à placa, como ocorria com os dissipadores originais. Se a fixação é feita na caixa, a situação muda um pouco: no circuito original, a própria placa de circuito impresso servia como base isolante; em seu caso, porém, é preciso providenciar uma isolação entre cada dissipador e o metal da caixa, a fim de que não entrem em contato entre si. Essa hipótese é confirmada, inclusive, pela experiência que você realizou, pois quando você retirava os triacs de seus dissipadores, o circuito voltava a funcionar normalmente. Verifique esse ponto e certamente o circuito funcionará sem mais problemas.

Vários pedidos

Embora não sendo assinante da revista Nova Eletrônica, eu a venho acompanhando há vários números e a tenho como a melhor revista de eletrônica. Mas encontrei um problema no artigo publicado na revista n.º 34, de dezembro de 1979, sobre Como Projetar Corretamente e Realizar um Sistema de Sonorização para Grandes Ambientes, no Brasil, pois lendo esse artigo vi que para ajudar nos cálculos é preciso ter uma tabela, publicada na NE n.º 5, no curso de áudio, que dá os níveis SPL relativos a diversos tipos de fontes sonoras.

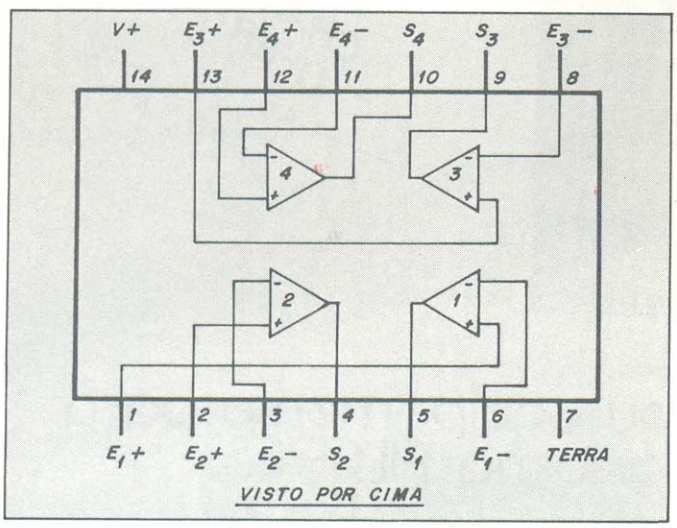
E na segunda parte desse artigo, publicado na NE n.º 35, também sobre os cálculos há algumas linhas que falam da lei do efeito HAAS, também publicado no curso de áudio da NE n.º 5. Como não possuo a revista n.º 5 e esses dados parecem ser importantes para realizar os cálculos, agradeceria muitíssimo se pudessem publicar a tabela de níveis SPL e a lei do efeito HAAS, no próximo número da NE, ou então mandar-me uma cópia ou xerox de tais dados.

Sobre a revista n.º 34, na seção Prancheta do Projetista, na página 68, há o circuito de um gerador de funções, composto pelo CI LM3900, mas no circuito não consta a numeração dos pinos em que são feitas as ligações, a potência de dissipação dos resistores e a tensão de alimentação do aparelho. Portanto, dirijo-me a V. Sas. no intuito de conseguir tais informações, se possível (...)

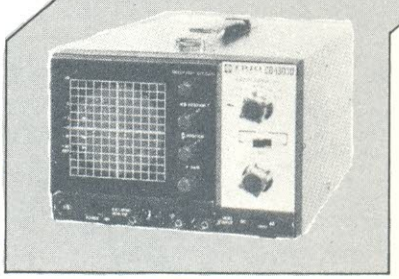
Tiago Raimundo da Silva
Guaratinguetá — SP

O Cláudio César, autor do artigo sobre sonorização de grandes ambientes, comenta no próprio artigo que seu objetivo foi o de fazer um curso avançado de áudio, uma continuação das 10 lições básicas de seu curso inicial. Assim, ao invés de publicarmos pequenos pedaços desse curso básico, recomendamos a você, Tiago, e a todos aqueles que demonstrem o mesmo interesse pelo assunto, que leiam e estudem o Curso de Áudio; esse é o melhor caminho para adquirir a base necessária para entender e colocar em prática o curso de sonorização de grandes ambientes (lembre-se que as lições 1 e 2 do Curso de Áudio foram re-editadas nos n.ºs 26 e 30 da NE).

Quando ao gerador de funções publicado na "Prancheta", pode ser alimentado com qualquer tensão entre 3 e 30 V (a escolha da tensão de alimentação vai influir, naturalmente, no nível máximo alcançado pelo sinal de saída do gerador). Seus resistores podem ser de ¼ W; a pinagem do integrado comparador aparece logo abaixo. ■



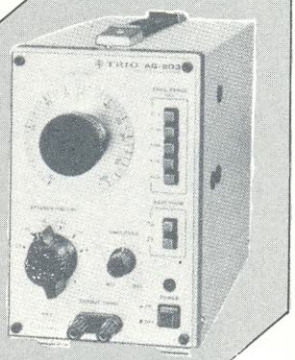
TRIO-KENWOOD
INSTRUMENTOS DE ALTA PRECISÃO



INSTRUM. TRIO-KENWOOD CO 1303 D

75 mm traço simples.
Faixa de operação 5 MHz DC- AC. Sensibilidade 10 mV/div. Freqüência de varredura 10Hz 100kHz
Entrada para ext. Trigger.
Tensão máxima aplicável 600 V p-p ou 300 Vp (DC- AC). Peso total de 3,8 kg.
Fonte de alimentação AC 117 e 230 V 50-60 Hz.

UNICOBA
IMPORTAÇÃO E EXPORTAÇÃO LTDA.
Rua da Glória, 279 — 5.º andar — Cj. 52
Tels.: 278-7564, 278-7157, 279-4041 Telex: (011) 25260 UNIX-BR



OSCILADOR CR-AG 203

Faixa de Operação 10 Hz — 1 MHz.
Desvio dentro de ± 0,5 dB.
Distorção menor que 0,1%.
Voltagem de saída 7 Vr. ms.
Sinal de oscilação quadrada e alternada.

DISTRIBUIDORAS AUTORIZADAS

S. Paulo: *Coml. Eletr. Unitrotec* — **222-3838 - 223-3728**
S. Paulo: *Filcres Imp. e Repres. Ltda.* - **221-4451 - 221-6326**
S. Paulo: *Instronic Intr. de Teste* - **531-5114 - 542-9646**
S. Paulo: *Intertec Ltda.* - **67-0582 - 67-7663**
S.Paulo - *Bernardino,Migliorato &Cia* - **220.3486**
Rio - *Nova Jê Eletrônica* - **232.0367**
B. Horiz.: *Eletrônica Sideral* - **201-5728**
B. Horiz.: *Transistora Beagá* - **201-8955**
P. Alegre: *Comercial Rádio Lux* - **21-6055**
Curitiba: *Comercial Radio TV Universal* - **223-6644**
Recife: *Barto Represent. e Comércio* - **224-3699**
Salvador: *Moreira Vasto (Magnetron)* - **243-1385**
Vitória: *Eletrônica Yung* - **223-1345**
Fortaleza: *F. Valter & Cia. Ltda.* - **226-0770 - 231-0770**
Manaus: *Coml. Bezerra Ltda.* - **232-5663**

NÃO FIQU

GRANDES OFERTAS!!!

Compre seu instrumento ou equipamento para projeto através do crediário na FILCRES.

E ASSIM,

NEM TUDO QUE É BOM CUSTA CARO; AQUI NA FILCRES O PREÇO DO INSTRUMENTO QUE VOCÊ PRECISA COMBINA COM SEU BOLSO.

SÃO INSTRUMENTOS E EQUIPAMENTOS PARA PROJETOS OU PROTÓTIPOS DE ALTA QUALIDADE POR UM CUSTO BEM MAIS BAIXO.

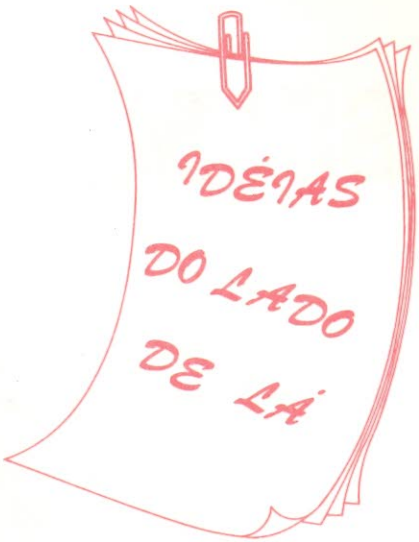
	DE	POR
CSC:		
Experimentor EXP600	1.954,00	1.419,50
Experimentor EXP650	1.120,50	812,50
Proto Board PB100	3.236,50	2.583,50
Soquete QT7S	407,00	294,50
Soquete QT8S	447,00	324,00
Soquete QT18S	713,00	518,00
Soquete QT35B	274,50	230,00
Soquete QT35S	1.070,50	777,50
Soquete QT47B	357,00	259,50
Soquete QT59B	407,00	294,50
Antena p/ MAX100-100MWA	861,00	811,50
Adap. p/ Ca-100CA (MAX100)	1.865,50	1.629,50
Capacímetro 3001	35.094,50	31.764,00
DM-1 (Proto Board c/ Fonte)	9.857,50	6.716,50
DM-2 Gerador de Funções	10.606,00	7.750,00
DM-3 Ponte R/C	12.157,50	8.783,50
DM-4 Gerador de pulsos	18.442,00	10.333,50
DP-1 Gerador de Pulsos	12.345,00	9.777,50
LM-1 Analisador Lógico	10.187,50	7.068,50
LP-2 Provador Lógico	4.110,00	3.298,50
LPK-1 Provador Lógico	3.233,50	2.586,00
MAX-50 Freqüencímetro 50MHz	11.883,50	9.070,50
MAX-100 Freqüencímetro 100 MHz	22.227,00	17.552,00
PS500 Prescaler	10.473,50	8.246,00
Gerador de Funções 2001	27.842,00	23.736,50
Gerador de Pulsos 4001	29.990,00	27.144,00
B&K:		
Testador de Transistores Portátil-510	15.549,00	13.062,50
Analisador de desempenho p/ PX -1040	43.283,00	33.107,50
Freqüencímetro 80MHz - 1820	45.954,00	37.002,50
Freqüencímetro 520MHz - 1850	80.500,00	61.750,00
Gerador de Sinais p/ PX - 2040	82.381,50	55.000,00
Multímetro Digital 3 1/2 Dig. - 2800	21.114,00	16.150,00
Multímetro Digital 3 1/2 Dig. - 2810	22.517,00	17.233,50
HICKOK		
Multímetro Digital 3 1/2 Dig. - LX 303	11.300,00	8.900,00

FILCRES

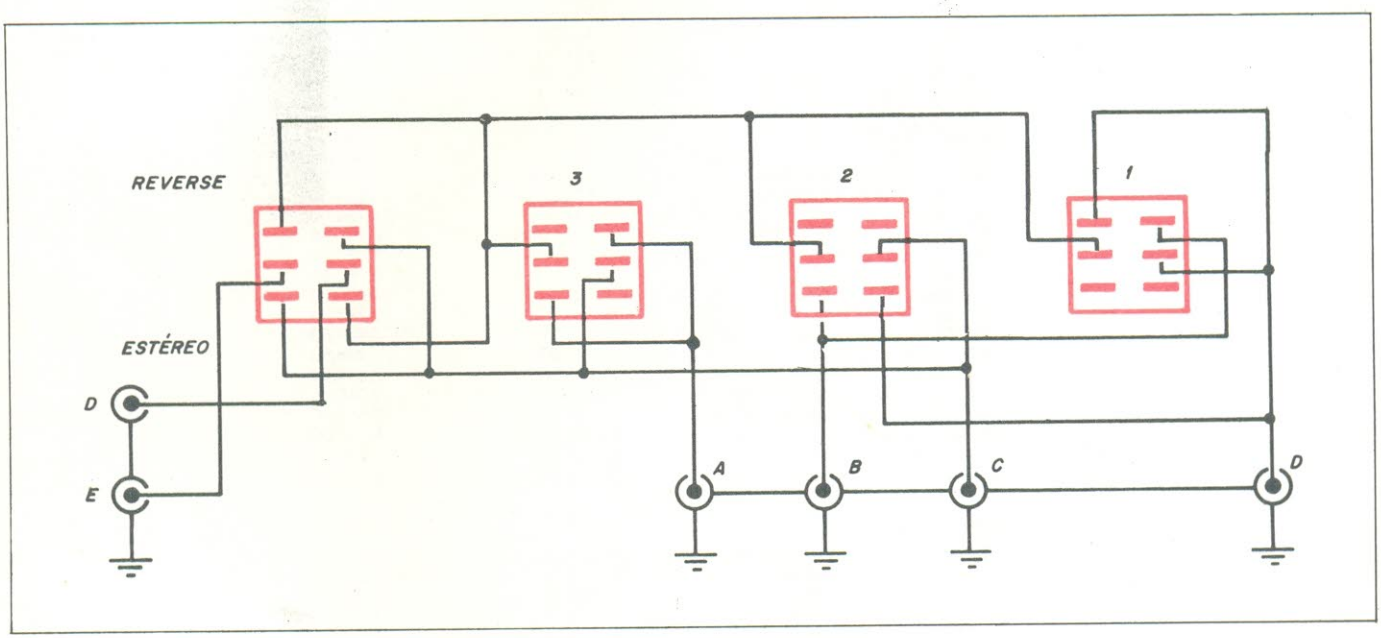
FILCRES IMPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES LTDA.
RUA AURORA 171 — CEP 01209
C. POSTAL 18767 — S. PAULO

TEL: 223-7388 (PABX)
RAMAIS 18 19 20
VENDAS A DISTANCIA
RAMAIS 2 18 19 20

George Falcão, de São Paulo, traz uma sugestão para o sistema de som dos automóveis.



"Estou lhes enviando minha contribuição para a seção 'Idéias do lado de lá'. Trata-se de um sistema de chaves de 2 polos/2 posições, que serve para modificar a percepção do efeito estéreo no interior de um carro.



Estéreo frente-fundo — chaves 1, 2 e 3 para cima
Estéreo lateral — chaves 1, 2 e 3 para baixo
Estéreo só no fundo — chaves 1 e 3 para baixo e chave 2 para cima

impedância da fonte	**impedância de cada alto-falante**
4 ohms	8 ohms
8 ohms	16 ohms

Está incluída também uma chave para *reverse*.

A e **C**: alto-falantes traseiros, direito (D) e esquerdo (E), respectivamente.
B e **D**: alto-falantes dianteiros, direito (D) e esquerdo (E), respectivamente.

Tenho um protótipo e o resultado foi satisfatório". □

NOVIDADES INDUSTRIAIS

Transceptor SSB de 100 watts da Swan

Um novo transceptor *mobile* SSB de 100 watts foi introduzido há pouco no mercado pela Swan Electronics, uma subsidiária da Cubic Corporation de San Diego, California.

O 100 MX Mobile Transceiver, como é chamado, é um aparelho totalmente de estado sólido e apresenta estilo e concepção atualíssima.

Caracteriza-se pelo altamente confiável, e extremamente estável Oscilador de Permeabilidade Sintonizado (PTO) com resolução de 1 kHz; um apagador de ruído interno e VOX; controle de sintonização incremental do receptor (RIT); calibrador interno de 25 kHz e pré-seletor para transmissão e recepção.

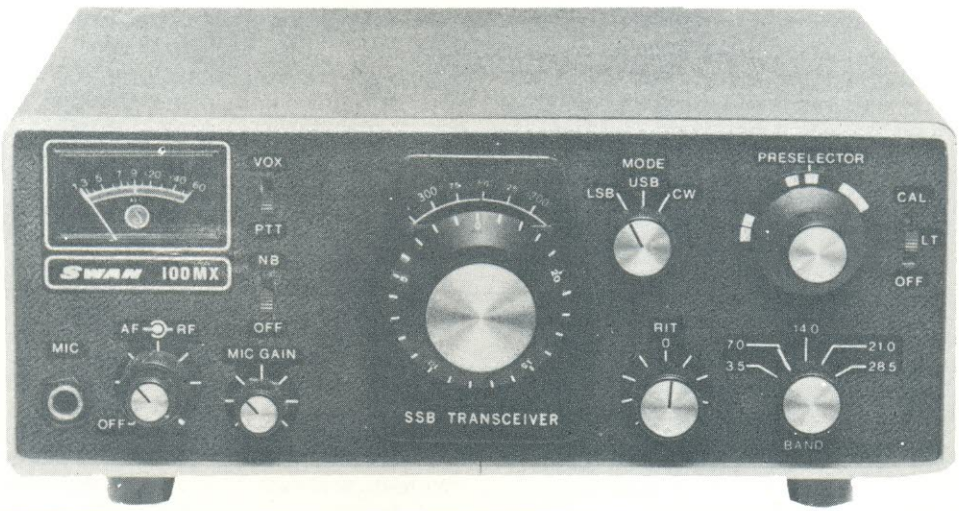
Os modos de operação incluem USB, LSB e CW.

As faixas de freqüência são: 80 metros (3,5 - 4,0 MHz), 40 metros (7,0 - 7,5 MHz), 20 metros (14 - 14,5 MHz), 15 metros (21 - 21,5 MHz), 10 metros (28,5 - 29 MHz).

Cobertura de freqüência estendida em segmentos de 500 kHz da banda de 10 metros (28,0 - 28,5 / 29,0 - 29,5 - 30,0) obtenível pela substituição do cristal comum por um cristal opcional para o segmento desejado. Sem qualquer necessidade de realinhamento.

A sensibilidade do receptor é superior a 0,35 uV em 50 ohms para um sinal de 10 dB mais a relação ruído para ruído para todas as bandas. A saída de áudio é de quatro watts numa carga de quatro ohms. A banda passante de resposta em áudio vai de 300 a 3000 hertz.

Oferece ainda conectores no painel traseiro para ligação de um alto-falante externo ou fones de ouvido.



International Rectifier apresenta transistores HEXFET de 500 volts

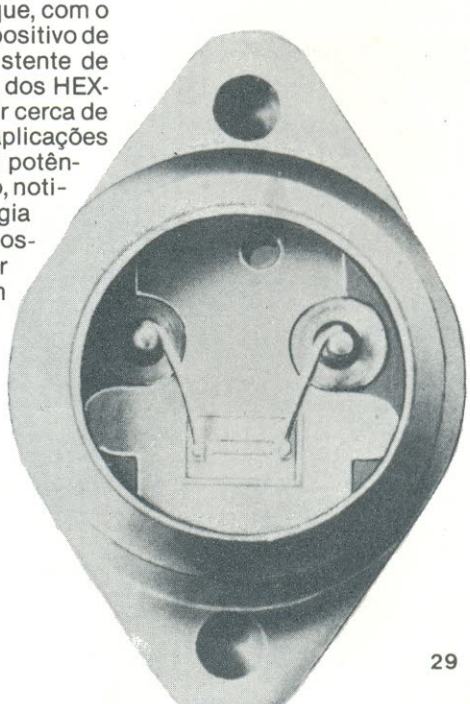
Com a introdução de um quarteto de transistores de potência de 500 volts, a Divisão de Semicondutores da International Rectifier está novamente ampliando sua linha de MOSFETs HEXFET. Os dispositivos cobrem a faixa de 60 a 500 volts e apresentam todas as vantagens dos MOSFETs sobre os transistores bipolares, tais como controle de tensão, alta impedância de entrada, resposta rápida e outras.

Os novos transistores, com sua maior capacidade de potência, objetivam o uso em controles de motores, inversores, *choppers*, amplificadores de áudio, e circuitos de pulso de alta energia.

Dentre as características elétricas principais incluem-se a tensão limiar da porta de 1,5 volts (3,5 Vmáx), uma típica corrente de dreno no estado de corte de 0,1 a 0,2 miliampères (1,0 a 4,0 mA no máximo) e transcondutância direta de 1,5 a 0,2 siemens. A capacitância de entrada é de 700 picofarads típica, e 900 pF máxima.

O transistor da nova linha que opera ao mais alto valor de potência é o IRF 430, com 500 volts a uma corrente de dreno de 3,5 A contínua ou 6 A pulsada.

A IR acredita que, com o acréscimo do dispositivo de 500 V, a faixa existente de valores de tensão dos HEXFETs deverá cobrir cerca de 80 por cento das aplicações de comutação de potência. Por outro lado, notifica que a tecnologia HEXFET tornará possível desenvolver componentes com valores ainda maiores.



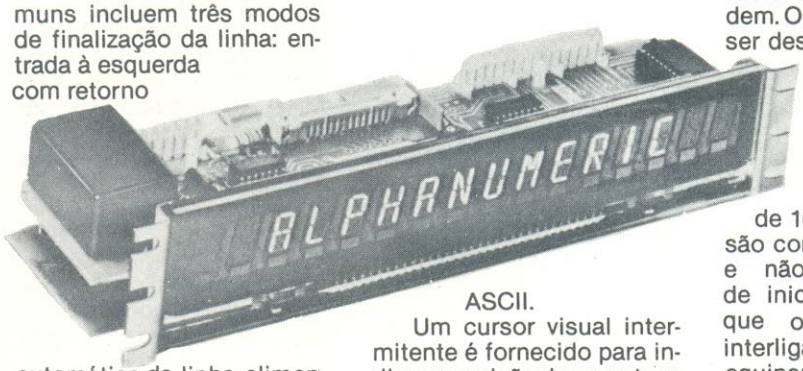
NOVIDADES INDUSTRIAIS

Displays alfanuméricos "inteligentes" completos e prontos para instalar

Novos sistemas de *displays* alfanuméricos, em opções de 16 ou 20 caracteres no painel, e que são instalados simplesmente pela conexão da alimentação e dos dados, sem requerer qualquer tempo de projeto, são agora oferecidos pela Cherry Electrical Products Corporation

Os sistemas de *displays* alfanuméricos de 16 caracteres (W416-1051) e 20 caracteres (W420-1051) são totalmente controlados por microprocessador incluído na unidade, que se completa com circuitos eletrônicos como memórias de comando, entradas/saídas casadas, gerador de caracteres de *interface* série e fonte de alimentação CC. São totalmente endereçáveis com 19 códigos de controle ASCII cujo *software* controla 19 modos internos de *display.*

Suas características comuns incluem três modos de finalização da linha: entrada à esquerda com retorno



automática da linha alimentada; retorno integral do escrito; e listagem horizontal.

Cinco níveis de brilho são programáveis proporcionando controle da luz de saída em passos de 4 dB. O brilho é ajustado com ligações de fios ou modificado pelos códigos de controle ASCII.

Um cursor visual intermitente é fornecido para indicar a posição do caracter a ser escrito. Além do espaço de fundo, endereçamento tabular e seletivo, as funções do cursor compreendem apagamento ao final da linha e no início da linha. O cursor (3 Hz) é composto do período e da vírgula juntos para permitir a leitura do caracter existente naquela ordem. O cursor também pode ser desativado. O painel de funcionamento intermitente e o autoteste são também características padronizadas.

Ambos os sistemas de 16 e de 20 caracteres são compatíveis com ASCII e não requerem rotinas de iniciação. Isto permite que os sistemas sejam interligados à maioria dos equipamentos, quer eles sejam ou não controlados por computador.

Ambos são também equipados com um conversor CC/CC para fornecimento da alta tensão para o *display* de plasma. São fornecidos ainda filtros para visão sob luz direta do sol.

Sistema avançado de desenvolvimento de microcomputador da Motorola

Um sistema de desenvolvimento para o projeto de microcomputadores usando o recentemente apresentado microprocessador MC6800 foi anunciado pela Motorola. Chamado EXORmacs, o sistema não só sustenta a capacidade de 16 bits do MC6800, mas antecipa as exigências da próxima geração de máquinas de 32 bits.

O EXORmacs é um sistema de desenvolvimento completo. Compreende um chassi de microcomputador, preenchido com um complemento básico de módulos funcionais, um terminal CRT inteligente, uma impressora de 132 colunas e um mecanismo de disco flexível duplo comando de 1 megabyte. Um sistema de operação avançado, com Debug Assembler/Editor simbólico e compilador Pascal, constituem o complemento de *software.*

O novo sistema segue o tradicional projeto de montagem em bloco da Motorola, padronizado depois do EXORciser M6800. O chassi básico abriga uma fonte de alimentação, ventoinhas de refrigeração e os controles do painel frontal. Um compartimento interno acomoda até 15 módulos, quatro dos quais estão incluídos no sistema básico. As fendas restantes oferecem virtualmente um ilimitado potencial de expansão ao sistema; através do uso de módulos compatíveis VERSAbus, encontráveis separadamente. Maiores informações estarão à disposição no representante da Motorola.

Estórias do tempo da galena

Apollon Fanzeres

Temos recebido muitas cartas de leitores da "velha guarda", ou seja, de gente do tempo da galena, algumas relatando episódios acontecidos naquelas épocas heróicas, em que os entusiastas (eram chamados de radiófilos...) procuravam desvendar os mistérios das ondas hertizianas ou de rádio, pelos processos empíricos de experimentação desordenada, já que as teorias ainda não estavam muito popularizadas e eram privilégio de alguns "iluminados".

Vamos relatar hoje um episódio sucedido realmente. Há muitos anos (como costumam começar as histórias...) a RCA, a Westinghouse e a General Electric lançavam no mercado seus rádios, que eram absolutamente iguais na caixa, no chassi e no circuito. Quando era RCA tinha um código designativo, que mudava para os GE e os Westinghouse, mas os rádios eram idênticos.

E de passagem se diga, os engenheiros daquela época faziam prodígios topológicos, pois conseguiam aninhar em um só tipo de chassi circuitos que iam desde 4 até 9 válvulas. Era um aperto que valia a pena ver o conjunto de componentes para um rádio de 9 válvulas — o J-1000, por exemplo, se não nos falha a memória — em uma caixa que continha um alto-falante de 8 polegadas. E os transformadores, choques e blocos de condensadores eram colocados em caixas metálicas cheias de *chaterton*, uma mistura de piche, cera de carnaúba e parafina, fixadas por orelhas em rasgos do chassi. Com uma ou duas remoções destas caixas as orelhas partiam-se e havia que fazer uma adaptação com orelhas extras. Uma tarefa nada agradável.

Mas esses rádios foram muito populares e vendeu-se aos milhares no Brasil, por muitos anos, até que, de repente, acabou-se essa coligação das três marcas e começaram a surgir modelos independentes. Mas o que desejamos relatar aqui remota ao início, quando as três marcas usavam chassi e circuitos idênticos.

No Rio de Janeiro o representante da RCA era a firma Paul J. Cristoph, e o técnico principal dela era um cidadão que, tendo tido a fortuna de possuir um pai rico, pudera ir aos "States", sabia muito bem o inglês e arranhava razoavelmente em rádio. Como eram poucos os "iluminados", o cidadão em questão desfilava a sua sabença de inglês e rádio entre os miseros mortais que labutavam em radiotécnica. Isto, acompanhado de uma piteira de mais de 20 centímetros de comprimento, com cigarros importados...

Fora lançada, naquela ocasião, uma eletrola (que se chamava radiola) dotada de Controle Automático de Volume. Uma verdadeira novidade. Havia uma válvula com a função específica de acionar o CAV e a demonstração, nas lojas, consistia em se colocar e tirar a antena na radiola, mostrando a ação do CAV. Naquela época o CAV funcionava primitivamente e, quando se colocava a antena, o aumento de sinal à entrada causava na saída de áudio um descenso violento e, após algum tempo o volume em áudio voltava. Era como uma amortecedor de ação lenta. Para a época era novidade e de fato atuava bem no *fading* ou desvanecimento em ondas médias, pois as estações eram de baixa potência, os receptores, de pouca sensibilidade, e o efeito noturno, muito acentuado.

Mas havia um detalhe. Por razões de qualidade dos componentes, o resistor de alimentação de placa da válvula do CAV entrava em deterioração e diminuia de valor, de modo que a voltagem de placa subia em demasiado e o receptor apresentava então o seguinte defeito: quando ligado, já sintonizado a uma estação, logo de início recebia o sinal forte, depois desvanecia e silenciava de vez; apagado o rádio, esfriadas as válvulas, ao religar-se o aparelho, repetia-se o fenômeno.

Pesquisram os técnicos daqui e não acharam a solução. E eis que o técnico da piteira, da RCA, teve uma idéia "genial". Cortou simplesmente as ligações da válvula de CAV, deixando apenas os filamentos; a válvula acendia, não perturbava o funcionamento do rádio e tudo bem. Não havia ação de CAV, porém também não sumia o som.

Eis quando um jovem, que estudava com muito sacrifício e lia tudo o que lhe caía nas mãos, leu na Revista Telegrafica (então a melhor publicação em idioma espanhol, editada na Argentina) um artigo de Luiz Maria Funes, um verdadeiro técnico, sem piteira... Naquele artigo, Maria Funes descascava o assunto do CAV e explicava o que sucedia, com a variação de polarização das válvulas, ganhos e o efeito que hoje todos conhecemos como *feedback* ou realimentação.

Como naquela época os voltímetros mais sensíveis eram de 1000 ohms/volt., Maria Funes ensinava um "macete". Para medir voltagens em certos circuitos, havia de efetuar a medida enquanto as válvulas não se aqueciam, pois tão logo começavam a consumir, a presença da carga do voltímetro alterava o comportamento do circuito. Também recomendava medir os componentes e aplicar a lei de Ohm, para saber se a válvula estava recebendo a voltagem recomendada.

Aplicou esse jovem o que ensinava Maria Funes, na pesquisa de uma radiola (RE 27, se não me falha a memória) que estava com a doença de engulir o sinal. Descobriu que o resistor de placa, que deveria ter algumas centenas de ohms, estava com apenas uns poucos ohms e que isto fazia com que a placa tivesse uma voltagem altíssima e alterasse totalmente o comportamento do CAV, fazendo com que a polarização da grade ficasse tão negativa, que bloqueava o circuito (*cut-off* ou corte, na linguagem atual, agora que já se sabe da coisa...).

Foi um "espanto". Na oficina da Casa Ligneul Santos & Cia., onde trabalhava esse jovem, acorreu o técnico S., da RCA, de piteira e tudo; queria saber qual era o "safa-onça" aplicado. O chefe da oficina e sócio principal da casa, sr. Maia, não permitiu que ensinasse (para dar uma lição a estes pelintras, dizia ele), por muito tempo, o que era preciso fazer. E magnanimamente permitiu que o jovem fizesse um vale por conta de muitos meses adiante, já que ganhando pouquíssimo, estava sempre dois a três salários (?) adiantado.

E, para terminar, esse jovem aprendeu muito lendo livros e revistas e também aprendeu, com exemplos como este, que as coisas devem ser ensinadas e difundidas, para que todos saibam; verificou que pose não dava saber e que também havia exploração de seus conhecimentos. Mas tudo isto constitui outra história, que será contada um dia...

Nota — Aos nossos leitores: se tiverem fotos antigas relacionadas a acontecimentos ligados ao rádio, por favor nos enviem, sob registro, que as restituiremos intactas após fazer fotolito, para serem publicadas nesta seção. Muito obrigado.

A. Fanzeres
Caixa Postal 2483
20 000 — Rio de Janeiro — RJ

a tabela do MEC

Alfabeto e prefixos numéricos gregos

Mais uma tabela de grande utilidade a quem estuda em escola técnica ou faculdade de engenharia: todas as letras do alfabeto grego, com sua pronúncia em português, e mais os múltiplos e submúltiplos decimais mais utilizados na eletrônica.

	letra maiúscula	letra minúscula
Alfa	Α	α
Beta	Β	β
Gama	Γ	γ
Delta	Δ	δ
Épsilon	Ε	ε
Zeta	Ζ	ζ
Eta	Η	η
Téta	Θ	θ ϑ
Iota	Ι	ι
Capa	Κ	κ
Lambda	Λ	λ
Mi	Μ	μ
Ni	Ν	ν
Csi	Ξ	ξ
Ômicron	Ο	ο
Pi	Π	π
Ro	Ρ	ρ
Sigma	Σ	σ ς
Tau	Τ	τ
Ipsilon	Υ	υ
Fi	Φ	φ φ
Xi	Χ	χ
Psi	Ψ	ψ
Omega	Ω	ω

múltiplo	prefixo	símbolo	submúltipo	prefixo	símbolo
			10^{-1}	deci-	d
			10^{-2}	centi-	c
10^{12}	tera-	T	10^{-3}	mili-	m
10^{9}	giga-	G	10^{-6}	micro-	u
10^{6}	mega-	M	10^{-9}	nano-	n
10^{3}	quilo-	k	10^{-12}	pico-	p
10^{2}	hecto-	h	10^{-15}	fento-	f
10	deca-	da	10^{-18}	atto-	a

ASSINATURA

Assine NOVA ELETRÔNICA por Cr$ 550,00 apenas. Compre 12 n.os e ganhe, inteiramente grátis, 4 revistas à sua escolha.

É só assinalar com um [x] as 4 que você deseja receber.

4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33

Envie-nos o cupom acompanhado de um cheque visado, pagável em São Paulo, ou Vale Postal a favor de:

EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.
Caixa Postal 30.141
01000 São Paulo — SP

Em anexo estou remetendo a importância de Cr$ 550,00 para pagamento da assinatura de 12 números de NOVA ELETRÔNICA.

Cheque visado n.º ..... contra o Banco .....

Vale Postal n.º .....

Primeira assinatura ☐ Renovação ☐

Obs.: 1) Não aceitamos Ordem de Pagamento
2) Inscrição para o exterior US$ 80

01– Nº CADASTRO (NÃO PREENCHER)

11– CODIFICAÇÃO INDUSTRIAL (NÃO PREENCHER)

02– NOME PRINCIPAL (ASSINANTE)

03– COMPLEMENTO (NOME DA FIRMA)

04– ENDEREÇO (RUA/AVENIDA/PRAÇA ETC.)

05– NUMERO

COMPLEMENTO (SALA/ANDAR/APARTAMENTO ETC.)

06– CEP

07– BAIRRO/VILA

08– CIDADE

09– ESTADO

10– PAIS

12– ☐ CANCELAMENTO

13– ☐ COD. REV.

14– DATA

EM PAUTA...

Alumbramento
Djavan
Odeon

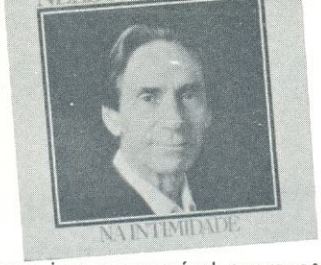
Se *Rosa* com Chico e Endrigo tinha uma versão divertida, pelo esforço de Endrigo em perseguir o ritmo e não tropeçar nas palavras semelhantes, aqui ela ganha corpo (novamente em parceria com Chico) e ironia, numa versão mais provocante.

Chico Buarque é parceiro de Djavan na música-título do LP, uma inesperada bossa-nova. De Novelli e Cacaso, a canção mais bonita: *Triste Baia da Guanabara*.

Se Djavan é chato em alguns momentos, em todos os outros ele consegue uma nova linha de interpretação. A coerência interprete-arranjos-músicas dá muita força a este disco.

Roberto Leal — compacto simples
RGE-Fermata

Quando Deus proporcionou aos portugueses o dom sublime de compor e cantar fados, certamente esqueceu desse inefável Roberto Leal. Com ele, *Nem às Paredes Confesso* ganha a sua mais comprometida interpretação. Falta melodia, faltam doçura e arrebatamento, falta voz e



sobra um incompreensível acompanhamento de bolero em filme americano.

Roberto torna-se a anti-propaganda do fado português. Já em *Nossa Senhora da Serra,* de sua autoria com Márcia Lúcia, música mais ao seu gênero pulável, Roberto Leal é quase aceitável.

Trilhas de Novelas:
Olhai os Lírios do Campo
Água Viva
Som Livre

Uma nova tática domina agora o preparo das trilhas sonoras de novela. Ao invés de encomendar a compositores famosos músicas específicas, relacionadas ao tema central ou falando de determinados personagens (como *Waldomiro Pena,* de Jorge Ben), usa-se receita mais simples: basta pegar músicas em começo de sucesso e regravações, com outros intérpretes, de músicas já consagradas, novas ou antigas.

Dois bons exemplos são as seleções de *Olhai os Lírios do Campo* (com músicas leves) e *Água Viva* (com músicas de maior impacto).

Olhai os Lírios do Campo
Lado A
— Abandono — Agora — Ciranda
— Sublime Tortura — Na Direção do Dia (Toada) — Olha a Lua — Felicidade

Lado B
— Estate — Nunca — Chuva — Sonho de Valsa — Canto Triste — Gira Gira
— Esses Moços

Água Viva
Lado A
— Grito de Alerta — Desesperar jamais
— Altos e Baixos — Vinte e Poucos Anos
— Noites Cariocas — Menino do Rio

Lado B
— Realce — Amor, Meu Grande Amor
— No Tempo dos Quintais — Peito Vazio
— Wave — Cais

Disco de Ouro
WEA

Mais uma seleção de sucessos do momento, mas feita com muito gosto e sem nenhuma música para encher espaço. Ela reúne as melhores canções e intérpretes de 79 da WEA.

A seleção:
Lado A
— Menino do Rio — Bandolins
— Superhomem — Falando de Amor
— Altos e Baixos — Wave
— Dores de Amores

Lado B
— Beleza Pura — Meu Coração — Extase
— Medo de Avião (n.º 1). — Agito e Uso
— Por Quem os Sinos Dobram
— Senhora Liberdade

América Latina Canta — vol. 2
Bandeirantes discos

Este é indiscutivelmente o melhor LP de coletânea latino-americana já lançado no Brasil. Sem exagero.

Foi o primeiro, por exemplo, a reunir Pablo Milanés e Silvio Rodriguez, os dois maiores compositores cubanos da atualidade, interpretando suas próprias músicas (*Pobre del Cantor* e *El Rey de las Flores*). O restante do disco é composto por músicas satíricas (*A Que Le Tiras Cuando Sueñas Mexicano, La Renca*), de protesto (*Cuanto Trabajo, Cancion por Nicolas*) e até revolucionárias (*Nuestra Bandera, Nicaragua, Cancion Para Mi America*). Duas faixas instrumentais, *El Condor Pasa* e *Challa, estão muito bem executadas. O disco representa, no conjunto, a realidade da América Latina de hoje.*

Brasileiríssimo
Crazy discos
O Fino do Choro — vol. 2
Bandeirantes discos

O auge da onda de choro se foi. Mas sua curta existência alimentou dois festivais, algumas novelas e uma série de LPs. E, melhor de tudo, tirou nosso chorinho do esquecimento, garantindo sua permanência no horário comercial das rádios.

Prova de que esse ritmo não foi novamente esquecido são os chorinhos novos que volta e meia aparecem e também os discos de seleções que continuam a ser lançados. Juntamos, aqui, dois desse LPs.

O *Brasileiríssimo*, da Crazy, não é um lançamento tão recente, mas merece ser citado ao lado do 2º volume do *Fino do Choro*, lançado há pouco pela Bandeirantes. Ambos apresentam choros tradicionais, conhecidos; o "Fino" vai um pouco além, incluindo uma faixa de Hermeto Paschoal, uma do Sivuca (*Homenagem à Velha Guarda*) e uma do Paulinho da Viola.

A diferença principal entre os dois discos está nos intérpretes: enquanto a Crazy chamou um regional (o do Robertinho) para executar todas as faixas, a Bandeirantes preferiu incluir vários músicos, com faixas cedidas por outras gravadoras. O único choro comum aos dois é o *Brejeiro*, de Ernesto Nazareth; tire proveito dessa falta de coincidência e ouça ambos, que valem a pena.

We Funk The Best — RCA
And Now, Funk! — Som Livre

Sai discoteque, entra Funk, que dizem ser uma versão "black" da própria, nada mais. Sem a força melódica do *reggae* e sem aquela "dançabilidade" da discoteque original, mesmo assim, a RCA e a Som Livre estão apostando que a moda pega. Procure ouvir estes dois LPs nas lojas ou em casa de amigos e julgue por você mesmo.

Pedrinho Mattar especial n.º 3
RGE Fermata

Repertório de muito bom gosto, variadíssimo e, como era de se esperar, muito bem interpretado. Assim é este LP de Pedrinho. Nele estão incluídas desde composições de Roberto e Erasmo *(Desabafo, Café da Manhã),* passando por *Moonlight Serenade, Singin' in the Rain, La Barca* e *La Ultima Noche,* até *Trocando em Miúdos* e *Odeon.*

Um fator muito positivo do Pedrinho: ele não tem a pretensão de preencher as músicas apenas com seu piano e dá assim uma oportunidade a outros instrumentos, tornando mais vivas as interpretações.

Viento del Sur
Crazy

Três rapazes chilenos formam o conjunto Viento del Sur. Todos os três cantam, tocam vários instrumentos e compõem, produzindo um repertório rico e variado. A formação básica do grupo é erudita, mas ao percorrer vários países latino-americanos foi permanentemente impregnado pelo folclore andino.

O ponto alto do disco é a faixa instrumental *Crepusculo*, um esforço conjunto dos três componentes do grupo, e que procura, segundo eles mesmos, captar a aventura de um entardecer nos Andes.

Do LP participam também, com sucesso, o grupo Tarancon e o grupo Água. É como um encontro de vários ventos sul-americanos.

Apenas Mulher
Angela Maria
Odeon

Marco histórico na música popular brasileira: Angela Maria chega ao seu centésimo LP. Poucos cantores poderiam se orgulhar de tal prova de sucesso de público, alcançado com fidelidade constante a um gênero musical. Gostemos ou não desse gênero, ela merece toda nossa admiração.

Este LP não destoa dos anteriores. Todas as faixas, praticamente, fazem a linha de Angela ou se aproximam dela. Além das coisas costumeiras, alguns destaques surpreendentes: *Apenas Mulher,* que dá título ao disco, é do Gonzaguinha; *O Rei de Ramos* é de Chico Buarque e Francis Hime; *Corações Lusitanos* é do Wando; e o próprio Chico Buarque participa da faixa que abre o lado A, *Quase Quebrei o Meu Rádio,* uma composição de Nelson Ned, Majó e Frank Gau.

Amazon River
Paulo André
Continental

No Brasil, onde a vida musical inteligente parece ficar restrita da Bahia para baixo, e não se estende muito para o interior, preferindo estados próximos à faixa litorânea, o paraense Paulo André é sem dúvida uma raridade. Chegando ao sul maravilha pelo caminho aberto por Fafá de Belém, que gravou várias músicas suas (como *Pauapixuna* e *Este Rio É Minha Rua)* e tem por norma incluir pelo menos uma composição de Paulo em cada LP, ele lança agora seu segundo disco, dando continuidade ao trabalho iniciado em *Nativo.*

O estilo do Paulo é algo à parte na música brasileira, embora às vezes ele use e abuse do bolero. Suas músicas mais famosas, porém, são aquelas que melhor destilam a essência do norte, com ritmos e palavras da região. São assim, neste LP, *Noite de Paricá* e *Paranatinga,* duas das melhores faixas. Ele as interpreta corretamente, mas fica a impressão de que Fafá lhes daria a interpretação definitiva, como aconteceu com *Banho de Cheiro,* que também foi incluída.

É neste disco, ainda, que Paulo introduz sua música de protesto. *Amazon River*, que dá nome ao álbum, é uma irônica menção aos que estão tomando de assalto a Amazônia. Paulo, revoltado, manda o Mr. Bill "pra rima que pediu".

Resta dizer que o mérito pelo disco não é só de Paulo André, mas também de seu pai Ruy Barata, seu parceiro em quase todas as músicas de sucesso e que assina com ele todas as faixas de *Amazon River.*

Off The Wall
Michael Jackson
CBS

Michael Jackson saiu da infância, deixando de perseguir o pobre ratinho Ben, para entrar na adolescência perseguindo alguma coisa entre a discoteque, a balada, o rock e o sucesso. Uma coisa não mudou: ele continua estridente e chato.

Sua maior virtude é ser fiel ao próprio estilo; virtude, é claro, se esquecermos qual é o seu paradoxal estilo. Adolescente prodígio? Talvez, mas com voz de galinho, por mais afinada que seja.

A padronização no cantar e dançar, vírus patrioticamente norte-americano que sempre atacou a família Jackson, consegue atingir Michael mesmo quando ele canta sozinho. Como ele consegue isso sozinho é um mistério, mas é impossível ouvi-lo sem imaginar todo o clã Jackson vestido igualzinho, dançando no mesmo passo, etc... Quem sabe ele não é o resumo do espírito da família de tão uniformizados talentos?

Uma música se salva no total do disco: *Off the Wall.* Vale o compacto, se a gravadora lançar.

Nelson Especial — Na Intimidade
Nelson Gonçalves
RCA

Quando a idéia de um disco é boa e é posta em prática por uma equipe competente, os riscos são mínimos. Se o cantor é Nelson Gonçalves, eles não existem. Provas? *Nelson Especial — Na Intimidade.*

Partindo da idéia de fazer um LP com canções que os fãs de Nelson gostariam de vê-lo interpretar, o produtor Luís Bandeira conseguiu dosar eficientemente todos os elementos para criar um trabalho de bom gosto. O clima de intimidade que o próprio espírito do disco pedia é muito bem obtido, sem recursos artificiais. Para isso, bastou colocar Nelson anunciando as músicas que vai cantar, com o nome de seus compositores (numa homenagem despretensiosa), e sendo acompanhado por aplausos de um pequeno auditório.

Os arranjos, a cargo de três capazes maestros — Radamés Gnatalli, Orlando Silveira e Nelsinho — terminam por arrematar com perfeição o tom de simplicidade inteligente que domina o disco. É quase como ouvir Nelson Gonçalves cantando numa grande roda de amigos, sendo acompanhado por grandes músicos, apenas tocando também intimamente.

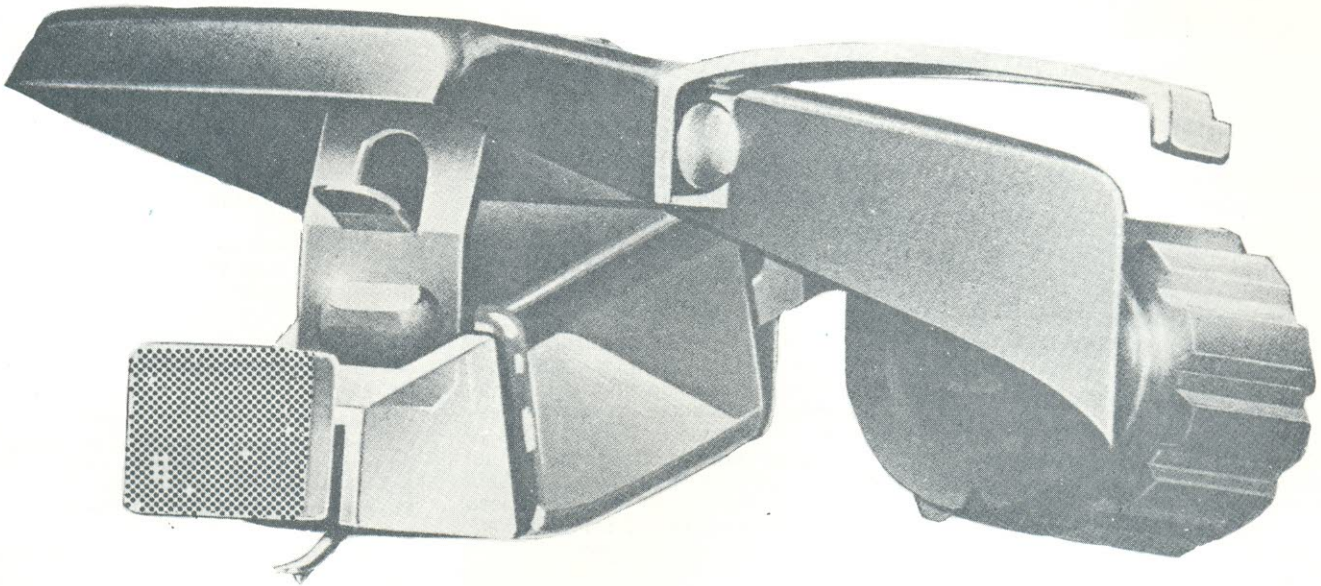
O repertório é de gosto indiscutível — Vox populi... E, entre tudo, o grande prazer que é ouvir o excelente Nelson Gonçalves.

Terra dos Pássaros
Toninho Horta
Odeon

Em termos de trabalho apresentado, e sem comparar os estilos, duas coisas distinguem basicamente o grupo cearense (Fagner, Belchior, Ednardo, etc.) e o grupo mineiro (Beto Guedes, Wagner Tiso, Toninho Horta, etc.): os mineiros esbanjam técnica instrumental, mas lhes falta o que os cearenses têm de sobra: ímpeto e fôlego.

O LP de Toninho dá a exata sensação de uma coisa exaustivamente preparada mas onde falta ar. A parte musical é incrivelmente boa, mas as letras e os vocais não vingam.

A presença física e espiritual do Clube da Esquina é grande neste *Terra dos Pássaros,* o que garante a barra, mas torna-o restrito ao público apreciador do estilo desenvolvido pelos mineiros, levado a seus pontos extremos.



Entenda como funcionam as Cápsulas Fonocaptoras

S.K. Pramanik Engenheiro especializado em áudio da Bang & Olufsen

No número 23 da Nova Eletrônica incluímos um artigo introdutório sobre as cápsulas fonocaptoras. No entanto, entendemos que o assunto merece uma abordagem mais completa.

O presente artigo, original da revista Áudio, discute não apenas as cápsulas fonocaptoras em si, como todos os parâmetros normalmente usados em suas análises.

Numa linguagem simples, mas sem perder a profundidade na discussão de certas questões, este artigo poderá ser útil tanto aos principiantes que nada sabem sobre o assunto, quanto aos mais tarimbados que desejam aprofundar seus conhecimentos.

Qualquer dispositivo que converte uma forma de energia em outra é chamado de transdutor. Uma cápsula fonocaptora é um transdutor que converte a energia mecânica proveniente de um disco fonográfico para energia elétrica a ser enviada para um amplificador. Qualquer sistema de transdução pode, em princípio, ser usado como o gerador de uma cápsula, embora, na prática, haja certas restrições.

Dois sistemas de transdução dominam o mercado de cápsulas atualmente: o transdutor cerâmico ou de cristal, como uma opção mais econômica, e as diversas variações dos transdutores magnéticos, como uma opção mais sofisticada. Outros sistemas têm sido usados, mas até agora não obtiveram sucesso comercial. Este artigo tratará das cápsulas magnéticas.

Interfaces

Numa discussão teórica, é conveniente assumir que os elementos externos são perfeitos; na avaliação da fidelidade de uma cápsula para reproduzir música nos discos, nós devemos considerar a interação entre seus elementos. Há três elementos principais para uma cápsula: o disco que é tocado, o braço onde é montada a cápsula, e o amplificador que recolhe o sinal de saída da cápsula. Cada um desses elementos impõe limitações na performance final.

O disco é uma chapa circular feita de vinil, com trilhas de sulcos espiraladas, as quais contêm as informações gravadas, moduladas em cada parede da trilha. Conforme o disco gira, a agulha da cápsula é forçada a vibrar conforme a geometria dos sulcos. São essas vibrações que devem ser transmitidas ao amplificador em forma de sinais elétricos.

O braço é disposto numa posição que permita à cápsula o melhor desempenho possível durante todo o período de reprodução. O desempenho depende também da própria cápsula.

Modernamente, o primeiro amplificador que recebe o sinal vindo da cápsula tem uma sensibilidade mais ou menos padronizada. Isso significa que para uma dada modulação de sulcos, uma tensão mínima deve ser fornecida ao amplificador. Também a resistência de saída da cápsula e dos cabos de conexão entre a cápsula e o amplificador são detalhes que podem afetar as condições de trabalho do sistema.

Informações Gravadas

A matriz do disco fonográfico é moldada numa espécie de torno. Depois de vários processos, o disco comercial é estampado num prato circular de vinil e deve ser uma cópia exata da matriz original.

A entrada do torno é uma cópia elétrica do som captado pelos microfones. Nos discos estéreo as paredes são moduladas de tal forma que as informações do canal esquerdo e direito fiquem em ângulo reto, como mostra a figura 1. O canal de dentro é gravado na parede interior do disco, enquanto o canal esquerdo é gravado na parede externa da trilha de sulcos.

Quando um disco é tocado, a agulha entra em contato com as duas paredes, e conforme o disco gira, as depressões contidas nessas paredes forçam a agulha a executar um movimento vibratório. Esse movimento vibratório é transferido para outra parte da agulha, onde é convertido num sinal elétrico. A tensão do sinal de saída de uma cápsula é determinada pela velocidade que a agulha adquire enquanto estiver percorrendo a trilha de sulcos. Isso significa que o nível depende do comprimento de onda e o volume depende da velocidade da agulha perpendicular à direção radial de rotação do disco. O comprimento de onda de um sinal gravado no disco deve decrescer conforme a distância da trilha de sulcos até o centro do disco. A velocidade da agulha é bem maior na parte externa do disco, já que a velocidade angular é constante. A velocidade lateral, que é diretamente proporcional ao sinal gravado no disco, permanece a mesma em qualquer posição da trilha de sulcos.

Para sinais de baixa freqüência, a amplitude dos sulcos e maior se comparadas com sinais de alta freqüência. Para um sinal de baixa freqüência a aceleração da agulha é pequena, já que o tempo para se alcançar a máxima velocidade é relativamente longo. Para freqüências altas, a amplitude de modulação deve ser pequena, mas devido ao tempo relativamente curto para se atingir a máxima velocidade, a aceleração é maior do que para as baixas freqüências. Com o propósito de limitar o comprimento do sulco, uma curva de equalização padronizada é usada para reduzir os níveis nas baixas freqüências. Além disso, para reduzir o nível de ruído aleatório que é bastante audível nas altas freqüências, a parte superior do espectro é amplificada. A curva oposta é usada no amplificador para recriar o som original. Os aspectos mais importantes do que acabamos de dizer são os seguintes: as baixas freqüências são caracterizadas por grandes amplitudes de sulcos, e as altas freqüências pelos altos níveis de aceleração.

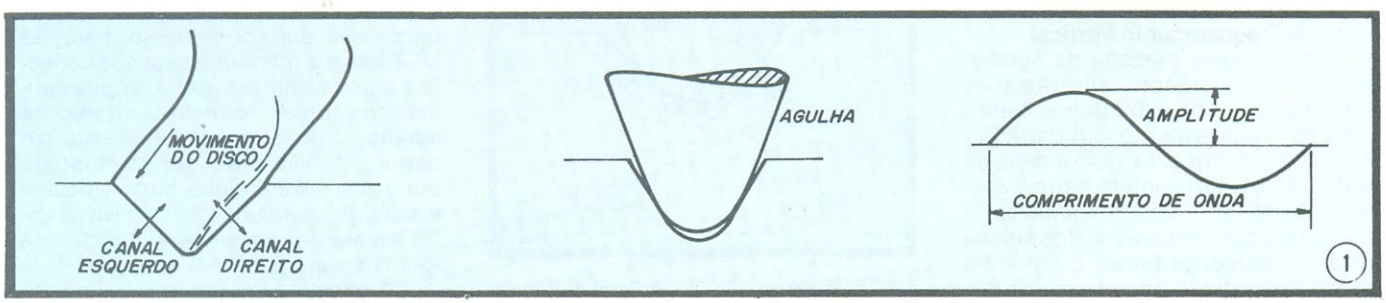
Transdutores Magnéticos

Todas as cápsulas magnéticas são baseadas no mesmo princípio físico. Se um imã, uma barra de material magnetizável (ferro, por exemplo) e uma bobina formam um circuito magnético, o movimento do imã em relação ao material magnetizável ou o movimento da barra magnetizável em relação ao imã induzem uma tensão na bobina. O elemento móvel é chamado de armadura. O movimento da armadura induz uma tensão na bobina pela variação de fluxo magnético no interior de suas espiras.

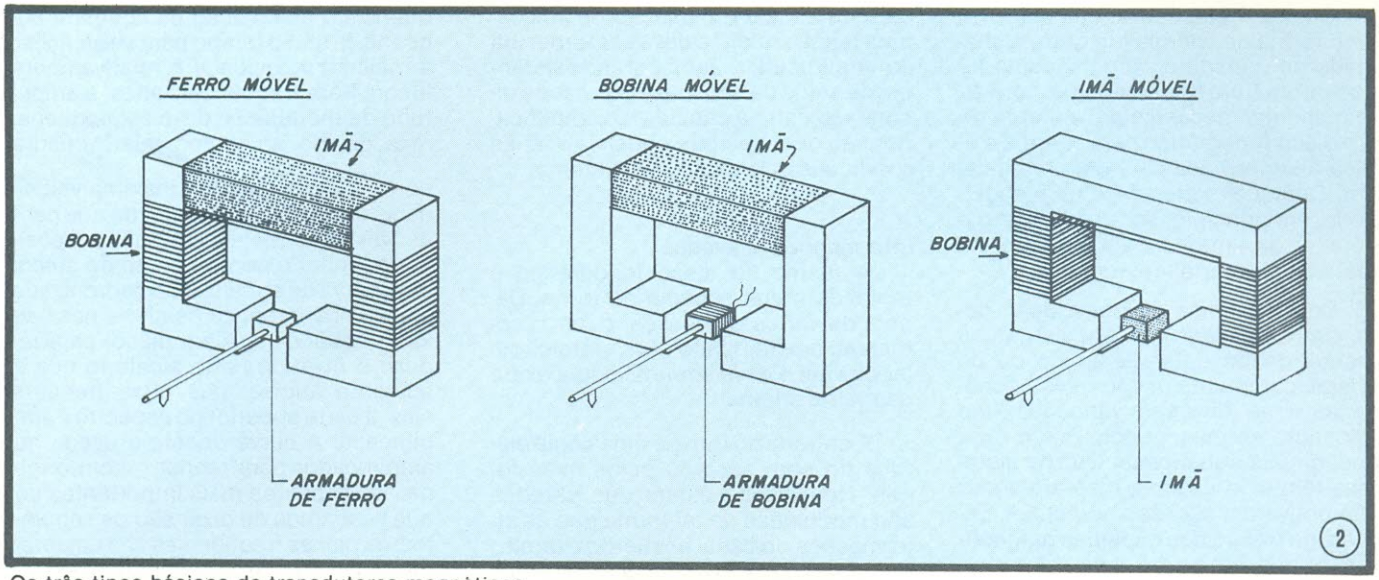
A figura 2 mostra os três transdutores magnéticos básicos.

O transdutor de bobina móvel, também chamado de dinâmico, tem um fluxo magnético fixo no entreferro. O fluxo relativo à bobina muda de acordo com a posição da armadura cujo movimento é determinado pela agulha de reprodução; isto é, o fluxo no interior da bobina muda de acordo com o movimento da agulha, induzindo uma tensão proporcional a esse movimento nos terminais da bobina.

No transdutor de imã móvel o imã é diretamente ligado à agulha. A fonte de fluxo magnético executa um movimento vibratório de acordo com a geo-



Sinais estéreo nos sulcos de um disco, posição da agulha num sulco e relação entre amplitude e comprimento de onda.



Os três tipos básicos de transdutores magnèticos.

metria dos sulcos. Nesse caso há também variação de fluxo magnético no entreferro, variação esta que é transformada em tensão nos terminais da bobina.

O transdutor de ferro móvel, também chamado de transdutor de relutância variável ou imã induzido, altera o fluxo pela modificação da disposição das linhas de força no entreferro, de acordo com a movimentação da armadura de ferro. Como a armadura de ferro é ligada diretamente à agulha, o sinal induzido na bobina é também reprodução da gravação original.

Para que os níveis de saída sejam suficientes, o tamanho, materiais e o arranjo dos elementos nos três casos não podem ser os mesmos. Mas nenhum dos três sistemas leva vantagem sobre os outros dois. A performance depende do cuidado com que a agulha é feita para poder responder com fidelidade às vibrações impostas pelos sulcos e da precisão com que o movimento da armadura pode ser convertido num fluxo magnético variável.

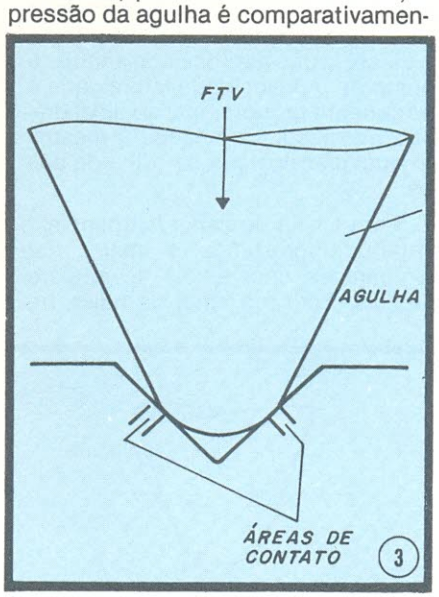
As demais seções deste artigo discutem alguns dos parâmetros de performance e arquitetura mais importantes; outros aspectos relacionados com o problema da reprodução de discos e da durabilidade da agulha e dos discos também serão discutidos.

Força de Traqueamento Vertical

Termos como pressão da agulha, peso de traqueamento, etc. são também usados para substituir o termo Força de Traqueamento Vertical (FTV). Essa força é imposta pelo braço de modo a forçar um contato entre a agulha e a trilha de sulcos. A agulha entra em contato com as paredes dos sulcos em duas pequenas áreas, o tamanho dessas áreas depende da forma do diamante da agulha, como mostra a figura 3. A força por unidade de área de contato é a pressão e, nesse caso, é chamada de pressão da agulha gerada pela FTV.

O plástico (vinil) de que são feitos os discos modernos não é completamente rígido e se deforma sob pressão. Como para os outros plásticos, o vinil tem duas zonas de deformação, embora não exista uma separação nítida entre elas. Nas baixas pressões, abaixo do ponto A na figura 4, a deformação é elástica, e a superfície do vinil retorna para o estado original quando a pressão é removida. Para pressões mais altas, como nos pontos B, C e D, o material é deformado progressivamente em profundidade; ou seja, o material retorna apenas parcialmente à posição original depois de cessada a pressão.

Assim, para uma FTV razoável, a pressão da agulha é comparativamente baixa, e embora os sulcos se deformem sob a agulha, eles retornam ao estado original assim que a agulha tenha passado. Mas, para as FTV acima de certos níveis, a pressão da agulha é tão alta que a deformação do plástico ocorre e a superfície de vinil sofre danos permamentes. Para sulcos não-modulados, esse ponto não é atingido até os 30 mN (aproximadamente 3 gramas).



Força de traqueamento vertical e área de contato.

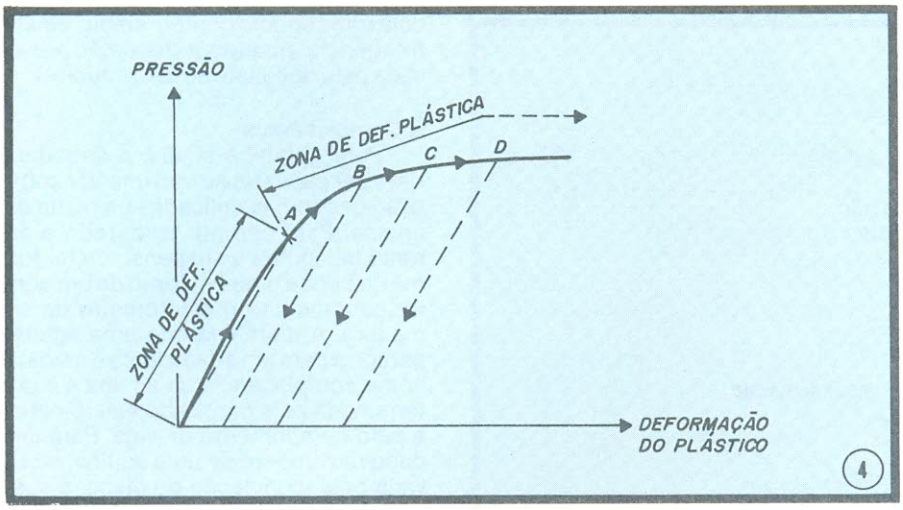
Mas, quando os sulcos estão modulados o quadro muda de figura. Nós mostramos que a pressão da agulha no disco muda com a modulação, fazendo com que a durabilidade dependa do tempo em que a superfície de vinil permanece na região elástica ou não.

Um conceito errôneo sobre a FTV é o fato de se atribuir só a ela o fator desgaste do disco; o desgaste é causado pela fricção dos sulcos pela agulha. Se a agulha estiver convenientemente postada e bem polida, o desgaste será mínimo. Porém, se a agulha estiver mal polida, ou danificada, o desgaste pode aumentar bruscamente.

Massa Efetiva de Ponta

As partes móveis de qualquer cápsula têm uma massa equivalente associada a elas. Massa Efetiva de Ponta (MEP) é um conceito matemático, mas é um valor útil e prático. Os elementos principais que contribuem para as MEP são a armadura, a viga que conecta a agulha à armadura e a própria agulha, que juntas formam o **arranjo da agulha**. O peso de cada elemento em particular não deve ser confundido com sua contribuição para a massa efetiva, já que a posição relativa de cada elemento desempenha papel de igual importância.

O arranjo da agulha é usualmente suspenso de tal modo a executar um



Deformação para as várias pressões exercidas pela agulha.

movimento de rotação com centro num ponto. Embora isso não seja rigorosamente verdadeiro, assim se assume para simplicidade de análise.

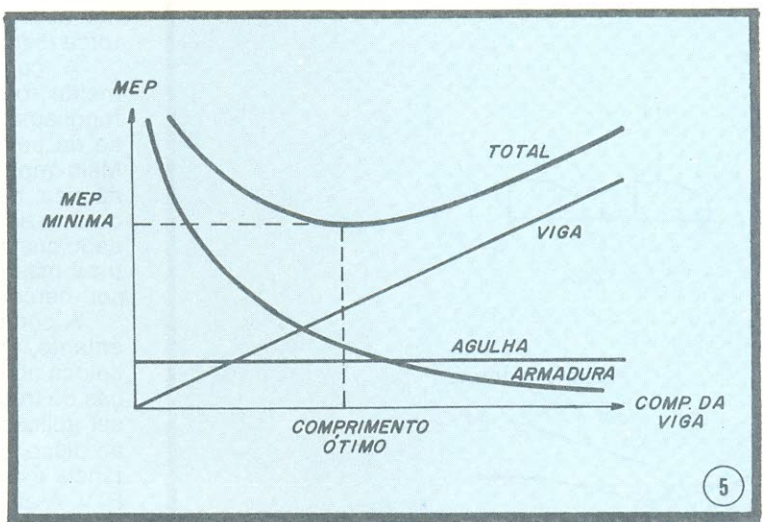
Dado um sistema gerador, pode-se diminuir a contribuição da armadura na massa efetiva de ponta pelo aumento do comprimento da viga que conecta a armadura à agulha. Uma viga mais longa é mais pesada e contribui mais para a MEP. A contribuição da agulha não é alterada com o aumento da viga.

A relação entre esses fatores pode ser analisada no gráfico da figura 5. Pode-se ver que quanto maior o comprimento da viga, a contribuição da armadura decresce. Ao mesmo tempo a contribuição da viga aumenta e a contribuição da agulha permanece constante. A soma desses fatores mostra um valor mínimo num comprimento de viga particular, que é o ponto ótimo de disposição de uma dada armadura e de uma dada viga. Se for necessário alterar o valor da MEP ou se o comprimento da viga não for adequado, o arranjo deve ser mudado e um novo ponto ótimo de trabalho deve ser encontrado.

Este também é o ponto de mínima tensão de saída, já que os conceitos de massa efetiva de ponta, pressão da agulha e sinal elétrico de saída estão diretamente relacionados. Isto também está relacionado com o tamanho da armadura e o movimento transferido da agulha para a armadura. E ainda assim, o comprimento da viga deve ser adequado para assegurar a clareza na transferência das informações do disco à cápsula. As cápsulas fonocaptoras com baixa MEP não possuem essas características, é realmente um parâmetro fundamental e de difícil trato por parte dos projetistas.

A necessidade de baixas MEP vem da primeira lei de Movimento de Newton, que diz

$$F = M \times A$$



Efeito da massa efetiva de ponta (MEP) nos vários parâmetros da cápsula.

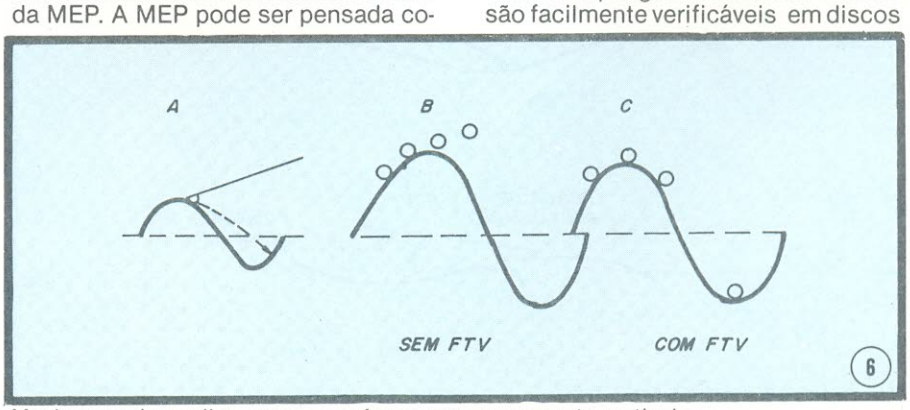
onde F é força, M é massa e A é aceleração. Se encontrarmos uma massa M que, quando submetida a uma força F apresente a mesma aceleração A, o valor dessa massa coincidirá com o valor da MEP. A MEP pode ser pensada como a ação de todo o arranjo da agulha concentrada na pequena região em que a agulha entra em contato com o disco.

A lei de Newton nos diz que para qualquer aceleração imposta pelo disco à agulha, a força entre o disco e a agulha é proporcional à MEP. A aceleração no disco não é uma constante.

Considere uma agulha no fundo de uma trilha de sulcos modulada. A força aplicada pelo disco, fazendo mover a agulha, é definida pela MEP e pela aceleração em cada ponto. Quando a agulha atinge o topo do sulco modulado e tende a descer novamente, não há nenhuma força entre o disco e a agulha para manter o contato. Esse contato é mantido pela força de traqueamento vertical (FTV), que deve ser no mínimo tão intensa quanto a força definida pela MEP e pelo maior valor de aceleração que possa existir no disco. Se, por acaso, a força de traqueamento vertical for muito baixa, a agulha perderá contato com o disco, deslizando radialmente na sua superfície. Um desastre. As figuras 6A e 6B demonstram em imagens o que acabamos de dizer.

Também quando a FTV é suficiente, pode haver problemas. Quando a agulha está no fundo de um sulco, há uma soma de duas forças, agindo na superfície do disco. A força de traqueamento vertical que é uma constante e a força $F = MEP \times$ aceleração máxima. Essa combinação de forças pode ser intensa o suficiente para provocar deformações na superfície do disco, provocando danos irreparáveis ao material plástico de que é constituído.

Desde que grandes acelerações só ocorrem nas freqüências mais altas, um baixo MEP é importante apenas na faixa superior do espectro de freqüências. Desgastes causados por grandes valores de MEP são facilmente verificáveis em discos



Movimento da agulha com e sem força de traqueamento vertical.

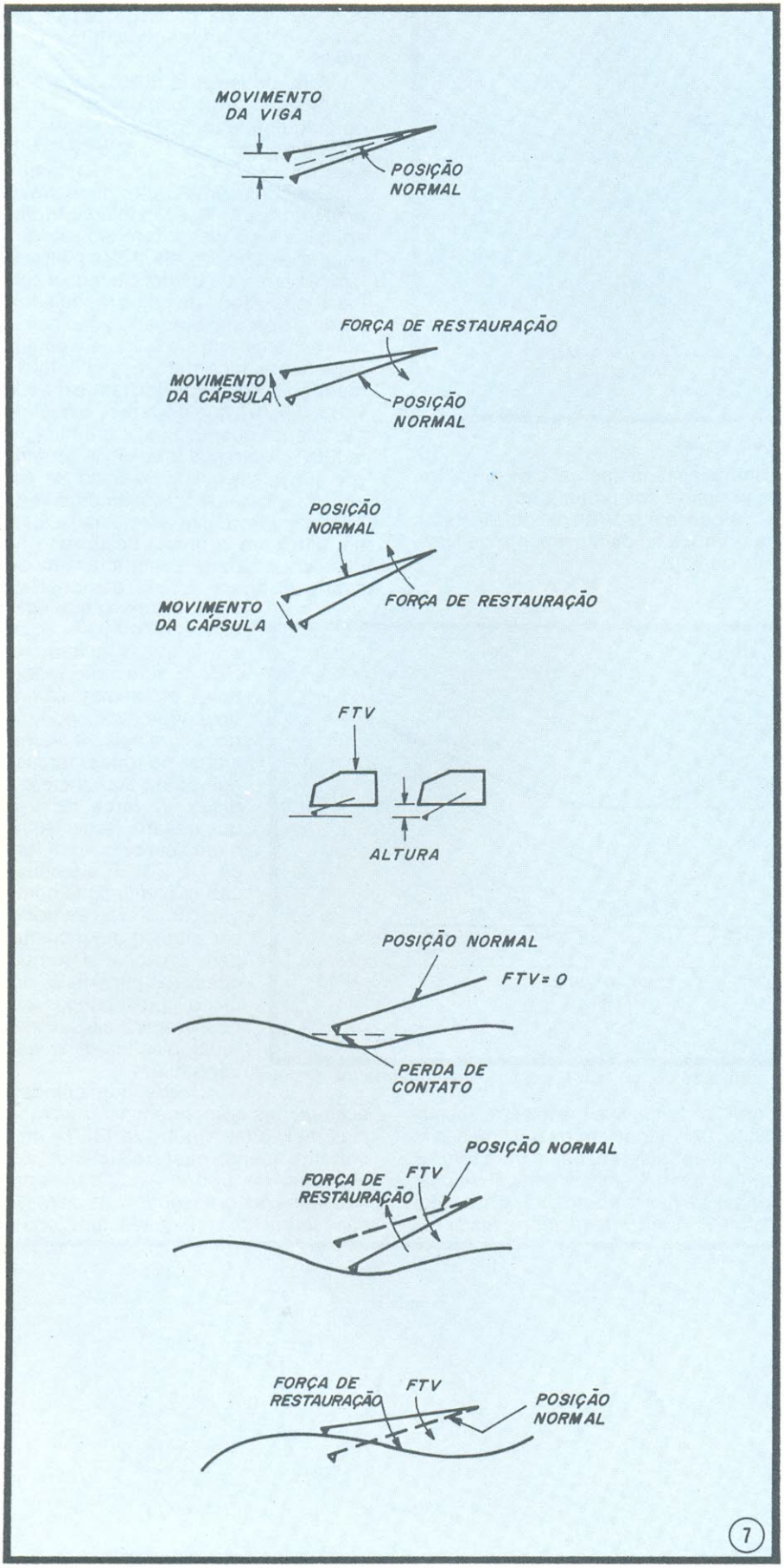


Ilustração dos efeitos da complacência no movimento da agulha.

cuja trilha sonora contém sinais de alta freqüência, quando a distorção provocada pelo desgaste se torna audível.

A Complacência

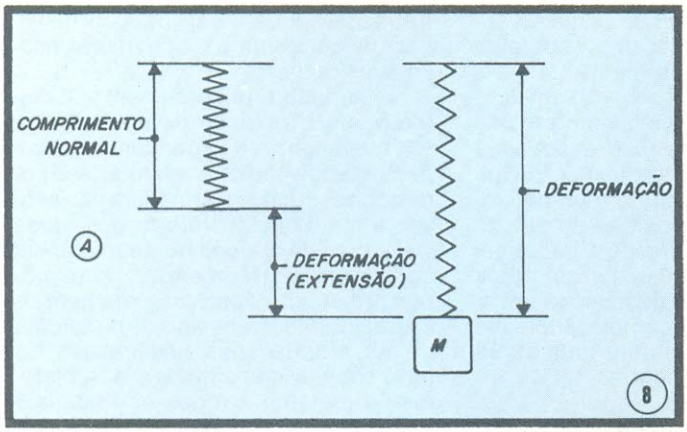
Para gerar os sinais, a armadura deve ser capaz de se movimentar sob a ação das forças aplicadas na ponta da agulha. Para permitir isso, todo o arranjo da agulha é suspenso de tal forma que pode girar em torno de um ponto, geralmente no elastômetro da armadura. A distância que uma agulha percorre para uma dada força é medida como complacência da agulha e é determinada pela dureza do elastômetro e pelo comprimento da viga. Para um dado movimento de uma agulha, motivada pela modulação do disco, a suspensão exerce uma força de restauração que força o arranjo da agulha a voltar à posição de repouso. Quanto menos flexível a suspensão, maior é a força. A rigidez do elastômetro não é constante, depende de freqüência. Logo, se a freqüência aumenta, a complacência diminui (o sistema se torna mais rígido). Quer dizer que para a mesma vibração em altas freqüências, a força restauradora tende a aumentar.

A complacência estática geralmente fornecida pelas indústrias de fonocaptores tem pouca valia na análise da performance de uma cápsula. Mais importante é a complacência dinâmica, dado intimamente relacionado com a freqüência do sinal gravado, dado que não é fornecido pelas indústrias, mas que pode ser determinado por métodos padronizados de medida.

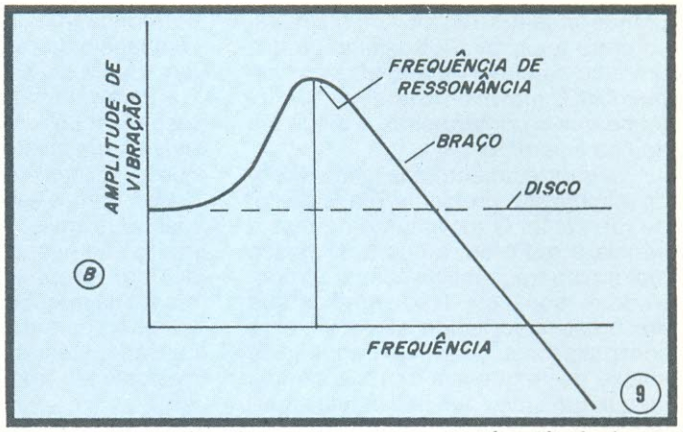
A complacência estática tem, no entanto, alguma importância, que se coloca no limite superior onde as forças de traqueamento verticais podem ser aplicadas. A distância da cápsula ao disco deve ser mínima e essa distância é reduzida com o aumento da FTV. A altura da cápsula depende da geometria e da FTV recomendadas pelos fabricantes. A altura sem a força de traqueamento vertical é determinada pela geometria da cápsula; a FTV recomendada pelo fabricante normalmente dá uma posição média da armadura para que ela trabalhe num ponto ótimo. Uma grande variação da FTV pode alterar o ponto de trabalho, induzindo distorções.

Como os sulcos modulados de um disco fazem vibrar a agulha e esta vibra em torno de um ponto médio, não há força na agulha que a force a manter contato com a trilha de sulcos, a não ser que essa força seja aplicada por algum agente externo. Essa força é a FTV, ela age através da suspensão e deve ser no mínimo tão intensa quanto a força de restauração, para garantir o contato da agulha com a trilha de sulcos sempre.

Se a FTV for muito pequena ou menor que a força de restauração, a agu-



Deformação de uma mola suspensa com um copo de massa M ligado à sua extremidade inferior.



Comportamento dos sistemas ressonantes na freqüência de ressonância.

lha perde contato com a trilha de sulcos e sérios danos podem ocorrer quando a agulha entrar novamente em contato com o disco.

É evidente que numa situação normal, em que a agulha se movimenta em torno de um ponto médio, a força total no disco é a soma da força de restauração e da FTV. Se a complacência da cápsula é pequena e a FTV suficiente para forçar o contato da agulha com o disco, mesmo para os sulcos de maior amplitude, com uma força de restauração também intensa, a soma dessas características pode resultar numa pressão da agulha muito alta de tal forma a deformar o plástico, provocando danificações permanentes.

As intensas forças devidas à complacência ocorrem apenas para grandes movimentos da agulha, isto é, com grandes amplitudes de sulcos, que ocorrem apenas na parte inferior do espectro de freqüência dos sinais gravados. Logo, a complacência é um parâmetro que afeta apenas a mobilidade da agulha nas baixas freqüências, e estragos podem vir a se registrar em passagens onde a freqüência do sinal gravado é muito baixa (se a complacência também for muito baixa).

Ressonância

Se uma pequena massa é suspensa por uma mola e a outra extremidade é fixada num ponto, a mola se distende dependendo da sua constante elástica e da massa do corpo, até alcançar uma posição de repouso. Se o ponto em que a outra extremidade da mola foi fixada começar a oscilar, a massa também começará a se mover, mas o seu movimento dependerá da freqüência de oscilação do ponto. Nas freqüências muito baixas a massa tenderá a acompanhar o movimento do ponto, e o movimento relativo do corpo e do ponto livre será virtualmente nulo.

Com o aumento da freqüência, a amplitude do movimento do corpo começa a aumentar, mas ele acompanha, depois de um curto período de tempo, o movimento do ponto livre. Numa certa freqüência, dependendo da massa do corpo e da mola, uma condição de ressonância é alcançada, onde o movimento do corpo e do ponto livre saem fora de fase em 180°. Quando o ponto livre descer, o corpo subirá e vice-versa. O movimento relativo entre o ponto livre e o corpo é máximo nessa freqüência.

Se a freqüência continuar a subir, a defasagem de movimentos entre o ponto livre e a massa não será mais de 180° e a amplitude de oscilação do corpo decrescerá. O movimento relativo também diminuirá de intensidade. Numa freqüência extremamente alta, o corpo ficará em repouso completo, mesmo que a amplitude de oscilação do ponto livre cresça vertiginosamente.

As figuras 8 e 9 ilustram o que acabamos de dizer. O gráfico da figura 9 mostra uma curva que relaciona a amplitude do movimento com a freqüência.

O braço

As cápsulas exigem certas características nos braços para que se alcance uma performance ótima. O fator mais importante a ser considerado é o da fricção nos mancais do braço. O braço deve manter a cápsula firmemente na posição correta, sobre a trilha de sulcos modulada durante todo o tempo da execução, e deve permanecer completamente parada para qualquer freqüência de gravação. Porém, a trilha de sulcos é uma espiral, e a força para mover o braço é fornecida pelo disco, através da agulha. Se a fricção nos mancais for suficientemente intensa, uma força similar à FTV será aplicada ao arranjo da agulha, mas atuando dos lados, forçará a armadura a sair de sua posição central.

De modo similar, se o braço é forçado a executar movimentos verticais, causados por discos ondulados, a força de fricção dos mancais do braço será adicionada ou subtraída da FTV dependendo do movimento, e a pressão da agulha variará. Mas, se a força de fricção for mínima, a força total que atua na agulha não sofrerá grandes alterações e as distorções serão mínimas também.

A ressonância também afeta a pressão na agulha, com resultados similares. Como o corpo da cápsula é conectado rigidamente ao braço, ela deve ser vista como uma parte do braço também. O braço tem uma massa equivalente, que depende da distribuição e do peso dos seus vários componentes, juntamente com o peso da cápsula. Essa massa equivalente (que podemos imaginar estar reduzida num ponto) e o ponto de complacência do arranjo da agulha formam um sistema ressonante quando a agulha é posta a vibrar pela ação dos sulcos do disco. Então, há uma freqüência de ressonância, que, para os sistemas atualmente encontrados no mercado, gira em torno da faixa dos 5 aos 25 Hz.

Usando as informações da seção do artigo onde discutimos ressonância, para freqüências abaixo dessa faixa de ressonância, o braço segue satisfatoriamente os movimentos da agulha, não havendo, então, nenhum movimento relativo entre um e outro, e a saída elétrica é nula. A suspensão atua como um membro rigidamente conexo, e apenas as forças exercidas pelo disco serão capazes de fazerem mover a massa equivalente do braço. Os braços com pequena massa são, portanto, vantajosos e, para isso, a massa das cápsulas deve ser pequena também.

Para freqüências muito acima da faixa de ressonância o braço não se move, e o movimento da agulha é totalmente transferido para a armadura, sem interferência do braço.

Na freqüência de ressonância ou próximo dela, o braço se move na direção oposta à direção de movimento da agulha. Essa é uma situação de inversão de fase, e o braço pode se mover mais intensamente que a agulha. A ▷

grande amplitude do movimento relativo entre a cápsula e a agulha produz um pico na curva de resposta em freqüência. O movimento pode ser tão intenso que o contato entre o disco e a agulha é perdido.

O amortecimento dos mancais pode minimizar o problema, mas não pode resolvê-lo. O movimento na ressonância é reduzido, a custo de realce maior para freqüências abaixo do ponto de ressonância. Isso significa que um braço amortecido se movimenta com mais dificuldade para freqüências abaixo da freqüência de ressonância do que um braço que não esteja amortecido. A melhor solução é construir o sistema de tal forma que a freqüência de ressonância se encontre num ponto onde as freqüências de ondulação do disco tenham mínima contribuição, essa freqüência é bem próxima dos 15 Hz e certamente superior aos 10 Hz.

Respostas em freqüência e Ondulações

A massa equivalente de ponta (MEP) de uma cápsula serve como corpúsculo imaginário para outro sistema de ressonância. Juntamente com a elasticidade do material que compõe o disco, que atua como uma mola, a MEP forma um sistema ressonante cujo ponto de ressonância se encontra na faixa dos 15 aos 40 kHz, nas cápsulas fonocaptoras mais modernas. Normalmente essa freqüência é chamada de freqüência de ressonância superior. Desde que a elasticidade (ou complacência) do disco é essencialmente constante, a freqüência de ressonância depende da MEP da cápsula apenas. Quanto menor o valor da MEP, mais alta será essa freqüência de ressonância.

O raciocínio aplicado para qualquer sistema de ressonância vale aqui também. Nas imediações da freqüência de ressonância e na própria freqüência de ressonância, ocorre o efeito de inversão de fase que fará com que o movimento da armadura aumente e se torne maior que aquele que seria imposto normalmente pelos sulcos.

Assim, devido à inversão de fase, a pressão da agulha sobre a trilha de sulcos pode variar, e, nos pontos onde a pressão é máxima ou mínima, a agulha pode causar deformação no plástico ou perda de contato com o disco, podendo riscá-lo quando o contato for refeito. Esta é a forma mais freqüente de danificações quando são usadas as cápsulas fonocaptoras. Nas cápsulas em que a MEP é alta, é possível medir o efeito como um pico na curva de resposta em freqüência devido aos desgastes na freqüência de ressonância depois de uma audição do disco. A freqüência superior resulta num pico na extremidade da curva de resposta em freqüência da cápsula, depois do qual a resposta cai abruptamente.

Para minimizar tais problemas, a ressonância é usualmente amortecida usando um elastômetro de suspensão como um meio de amortecimento. Cuidados com a escolha do material, tamanho, formato e posição do elastômetro são necessários para que apresentem propriedades de amortecimento na freqüência de ressonânmcia superior, para dar a complacência necessária, além de permitir uma ótima resposta em freqüência.

Distorção

As diferenças entre o sinal gravado e o sinal elétrico de saída da cápsula podem ser devidas a causas de três naturezas: mecânicas, magnéticas e elétricas. As formas específicas de distorção não serão discutidas, mas as causas mais importantes sim.

As causas mecâncias acontecem quando a vibração da armadura não acompanha a vibração da agulha. Outras causas mecânicas são as ressonâncias descritas nas seções anteriores deste artigo e que envolvem o braço, o arranjo da agulha e o disco. Particularmente os fatores que fazem com que a armadura trabalhe deslocada de sua posição habitual induzem a audição de ruídos desagradáveis na execução do disco.

Uma situação de ressonância que não foi mencionada até aqui é o da viga de ligação da agulha à armadura, que pode adicionar distorções harmônicas e por intermodulação na vibração da armadura. Outra causa de vibração é a oscilação longitudinal do arranjo da agulha, também chamado de precessão. Essa oscilação, além de forçar a armadura a trabalhar fora de sua posição normal, pode gerar um sinal próprio. A precessão também é uma forma de ressonância e pode adicionar distorções harmônicas e por intermodulação como no caso anterior.

A complacência pode introduzir distorções similares mesmo que não tenha um alto valor, especialmente nas cápsulas onde a localização lateral da armadura é inadequada. O arranjo da agulha, nesse caso, se move em torno de um ponto que tende para um dos lados, obrigando a armadura a executar movimentos incorretos.

Finalmente, entre as causas mecânicas, estão as diferenças de formato entre o encaixe para a agulha na cápsula e a própria cápsula. Trata-se de uma distorção de segunda harmônica e é menos audível que aquelas que foram discutidas até agora.

As distorções devidas a causas magnéticas devem ser definidas como aquelas em que a variação do fluxo não é proporcional à vibração da armadura. As razões podem ser indução não-linear na armadura e propriedades não-lineares do ferro.

A armadura pode aumentar a distorção se a variação de fluxo devida aos movimentos da armadura é dependente da posição da armadura. Isso pode ocorrer quando a armadura não estiver centrada no entreferro por causa de fatores dinâmicos ou de tolerância do fabricante, e também quando o próprio projeto da cápsula der margem ao aparecimento desse tipo de distorção.

As propriedades não-lineares do ferro são devidas à histerese. A histerese é inerente a todos os materiais magnéticos, e faz com que a variação de fluxo num material não seja idêntica à variação do campo magnético induzido pelo movimento da armadura.

Os problemas de não-linearidade, bem como os motivados pela histerese, são menores, não apenas pelo cuidado com que tem sido projetadas as modernas cápsulas fonocaptoras, mas basicamente porque a amplitude da vibração da armadura é pequena. Qualquer que seja o sistema de transdução usado, as distorções devidas às causas magnéticas são tão pequenas que podem ser desprezadas.

Quando o fluxo através da bobina varia, uma tensão é induzida em seus terminais. A precisão com que essa tensão é transferida para o amplificador depende da impedância da própria bobina, da entrada do amplificador e da impedância da cápsula fonocaptora. A impedância da bobina depende do número de espiras que tiver e as características magnéticas do núcleo no qual a bobina estiver enrolada. Se a impedância é alta, a saída do sinal elétrico será sensível à carga de entrada do amplificador.

A carga de entrada do amplificador consiste não apenas de resistências e capacitâncias encontradas no seu estágio inicial, conforme o comprimento do cabo que liga a cápsula ao amplificador a impedância de entrada também varia devido a esse fator. A capacitância total juntamente com a indutância da bobina da cápsula formam um circuito ressonante, que pode ter efeitos sobre a qualidade sonora da reprodução. A cápsula deve ser acoplada ao amplificador de tal maneira que haja um casamento de impedâncias perfeito, para garantir uma boa performance do sistema.

Um caso especial é a cápsula de bobina móvel, que geralmente tem uma bobina de impedância muito baixa, assim como baixo nível de saída. Geralmente um transformador externo ou um pré-amplificador são usados para alcançar a impedância necessária para o casamento e um nível de tensão de saída satisfatório. É inevitável que a inclusão de mais esses componentes externos provoque um aumento no ní-

vel de ruído e na distorção, embora as cápsula modernas mais sofisticadas e custosas desempenham uma performance bem próxima da perfeição,mesmo operando nessas condições.

Diafonia

Se o sinal de um dos canais de um par estéreo interferir no outro, o fenômeno é chamado de diafonia. A causa principal é a de que o eixo do sistema de reprodução não coincide com aquele usado na feitura do disco, na geração dos sulcos. Isso pode ser devido a tolerâncias de fabricação ou pode ser inerente ao próprio transdutor, que deve ser sensível a vibrações do canal oposto. Um pequeno nível de diafonia não causa ruídos desagradáveis na audição, forçando apenas uma pequena redução na separação dos canais.

A audição se torna desagradável só quando o sinal apresenta um certo nível de diafonia devido às distorções. Isso pode ocorrer em qualquer tipo de distorção discutida neste artigo, especialmente com a ressonância da barra, armadura não centrada, movimento lateral do ponto de rotação devido a altos níveis de complacência, ou precessão. Outras causas da diafonia são montagem incorreta da cápsula no braço e ressonâncias no próprio braço do toca-discos.

Conclusão

O objetivo de um projetista de cápsulas fonocaptoras é o de dosar um grande número de fatores, cada um deles exigindo soluções contraditórias. O resultado final depende da importância que se dá a este ou aquele fator.

A importância dispensada a certos parâmetros tem produzido cápsulas com excelente performance numa determinada área. Um grande nível de complacência pode dar excelente traqueamento na parte inferior do espectro. Mas, se o ouvinte tem uma ampla gama de interesses musicais, a cápsula deve ter boa performance em todos os aspectos da reprodução do som, e não em alguns apenas. ○

© *Copyright Audio*

LABORATÓRIO DE EFEITOS LUMINOSOS

Termômetros, detectores de zero, tacômetros, indicadores de tensão da rede, luzes sequenciais, voltímetros com *extended range* e indicação de sobrecarga, etc. Esses são apenas alguns exemplos de aplicações possíveis com o Laboratório de Efeitos Luminosos.

Na verdade, este *kit* é mais simples do que possa parecer. Trata-se de um indicador de níveis de tensão formado por 10 comparadores, todos contidos num único integrado (o novo LM 3914), à saída dos quais são ligados 10 LEDs.

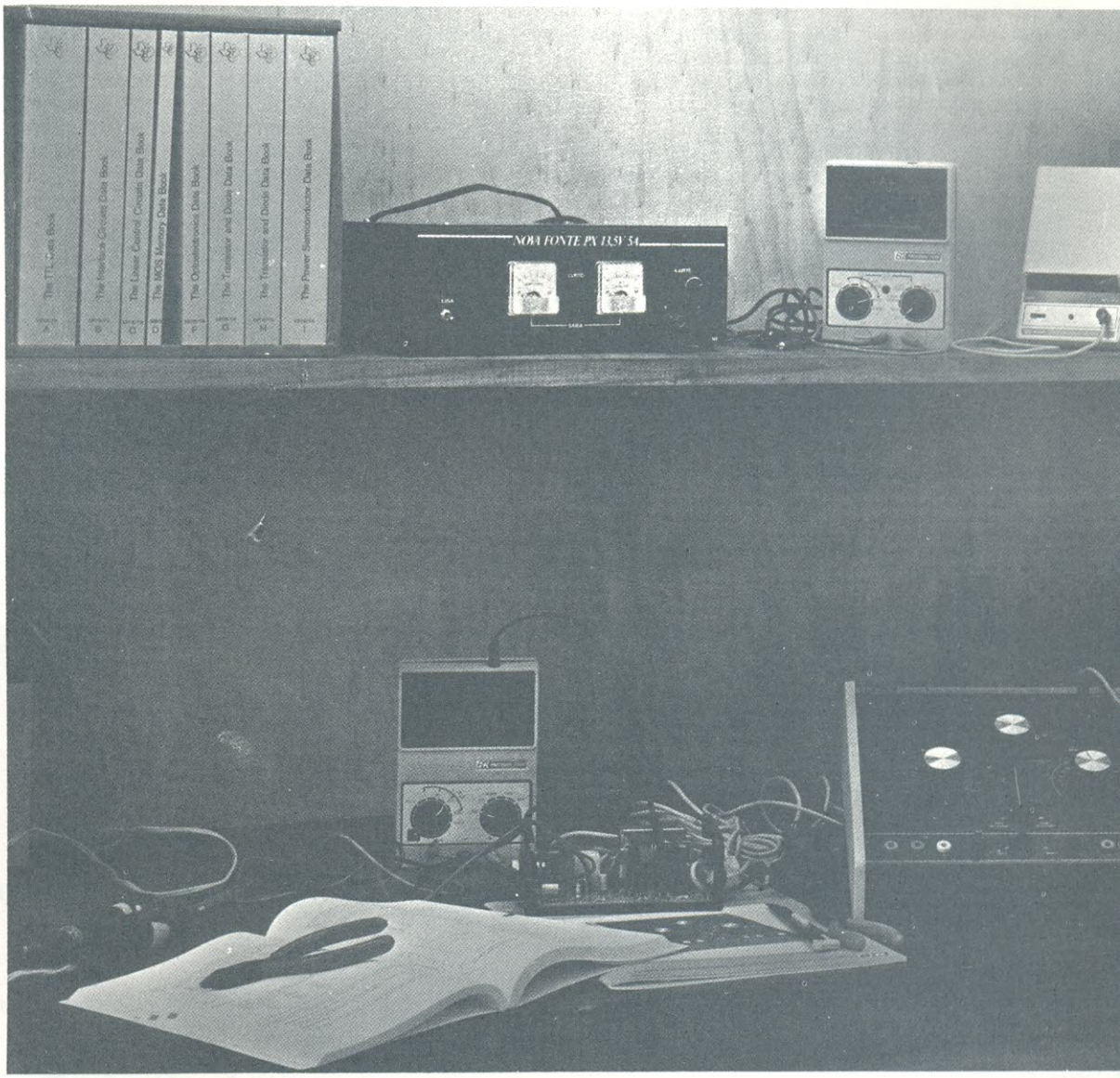
KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais
À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

CASA STRAUCH

TTL DIODOS LINEARES TRANSÍSTORES CIRCUITOS IMPRESSOS
KITS NOVA ELETRÔNICA

Vitória — Espírito Santo
Av. Jerônimo Monteiro, 580 — Tel.: 223-4657

UM ENCONTRO

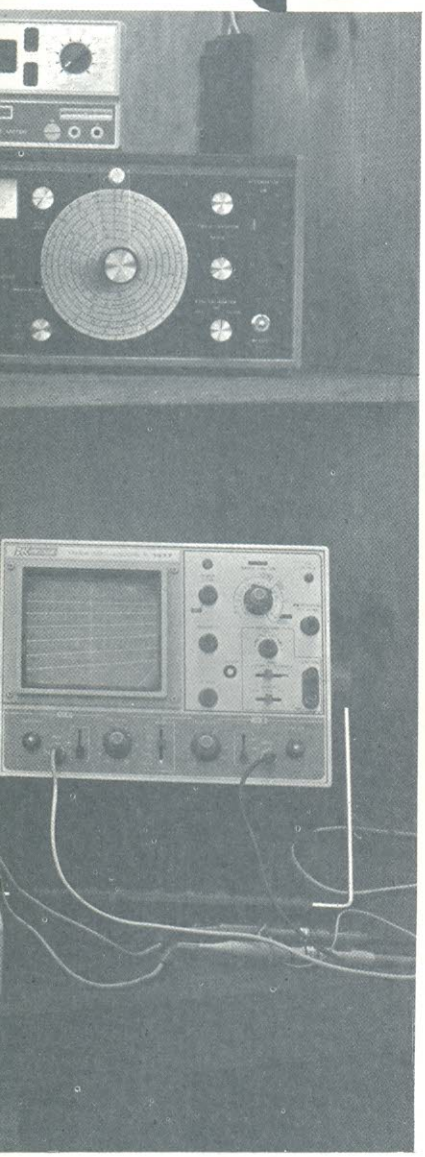


B+K PRECISION DYNASCAN CORPORATION

B & K, a mais completa linha de instrumentos eletrônicos, desenvolve-se há m
30 anos de experiência em projetos e fabricação de equipamentos robustos e c
desempenho.
Osciloscópios, multímetros digitais, capacímetros, geradores, etc.

Para maiores informações ou mesmo demonstração, ligue para 223-7388 ou
nos visitar.

DE QUALIDADE

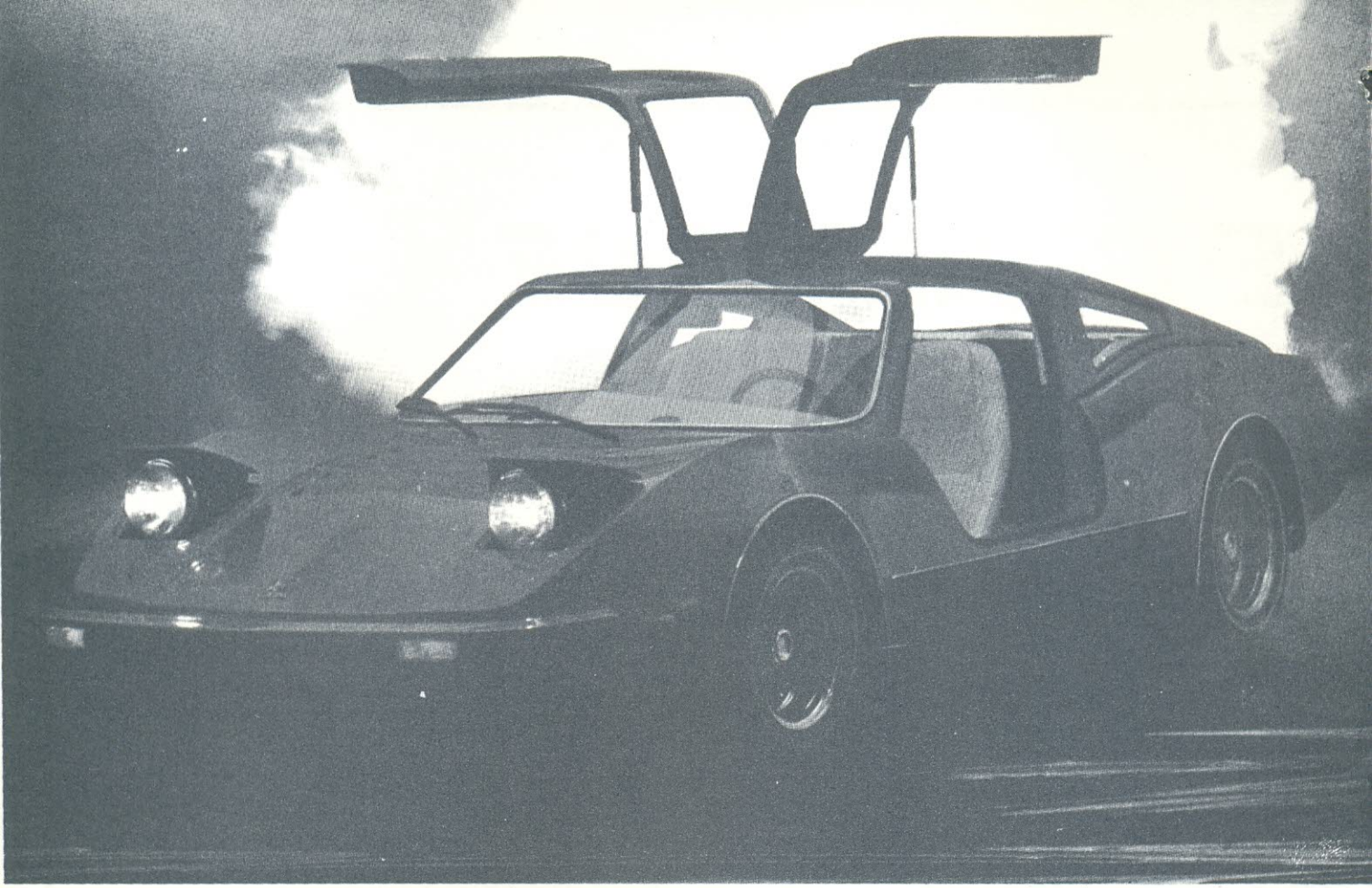


INSTRUMENTOS DE TESTE PARA LABORATÓRIOS, LINHAS DE PRODUÇÃO, ETC, PARA MEDIÇÕES PRECISAS E RÁPIDAS.

DISTRIBUIDOR EXCLUSIVO B & K PARA O BRASIL

FILCRES

FILCRES IMP. E REPRES. LTDA
RUA AURORA 165/171 — SÃO PAULO — SP
CEP 01209
FONE: PBX (011) 223-7388
TELEX: (011) 31298 FILG BR



UM ALARME ACÚSTICO DE LANTERNAS ACESAS

Uma surpresa realmente desagradável que pode acontecer a alguém é descobrir que, depois de horas de um passeio gostoso, as lanternas do automóvel não foram apagadas e a bateria não tem energia nem para dar a partida.

Esses esquecimentos são mesmo muito chatos pelas dores de cabeça que causam.

Bastaria um pequeno sinalzinho para que essa gafe não fosse cometida. Foi essa sugestão que motivou o desenvolvimento de mais um projeto do laboratório da Nova Eletrônica.

E o resultado aí está: um circuito simples e eficiente que aciona um alto-falante sempre que a chave de ignição for aberta e as lanternas não forem desligadas.

É sempre útil um circuito que pode eliminar dores de cabeça futuras. E a única função deste sinalizador é essa: evitar surpresas desagradáveis e inesperadas. Com apenas 10 componentes, o circuito cumpre essa tarefa.

Se você for do tipo desligado, não perca essa chance de se prevenir contra você mesmo.

O integrado usado na montagem

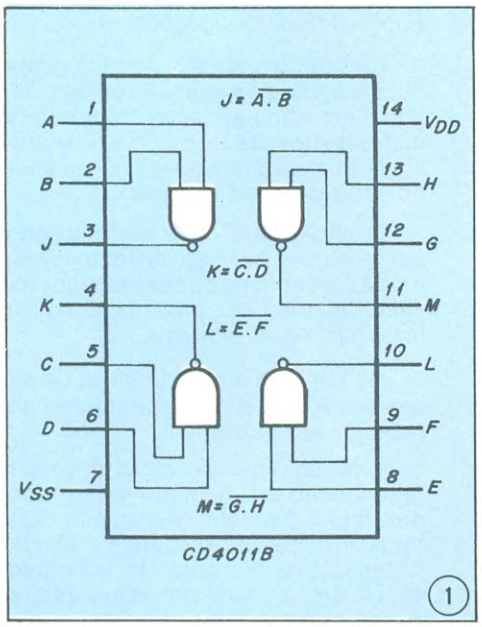
Como o circuito é bastante simples, vamos aproveitar a oportunidade para conhecer o integrado 4011, o único usado no alarme.

Trata-se de um integrado CMOS com 4 portas NE. Na figura 1 ele está esquematizado. As portas NE são de duas entradas e uma saída. O terminal de alimentação e o de terra completam os 14 pinos do integrado.

As portas NE são circuitos lógicos que apresentam a seguinte tabela verdade:

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Ou seja, para que a saída de uma porta NE vá para o nível lógico 0 é preciso que ambas as entradas apresentem nível lógico 1. Em qualquer outra



Vista esquemática do integrado 4011B.

situação o nível lógico de saída será 1.

É fundamental entender o funcionamento de uma porta NE, já que o oscilador do sinalizador acústico é todo ele formado à base de portas NE.

O leitor, neste ponto, poderia fazer uma arguta pergunta:

Por que usar um integrado CMOS e não um TTL nesse circuito?

A resposta é muito simples. O circuito deve aproveitar a tensão de alimentação da bateria, já que seria irracional uma outra fonte de tensão no caso. Ocorre que a tensão de trabalho de uma bateria de automóvel é, com raríssimas exceções, de 12 volts. Ora, para um integrado TTL, 12 volts não representa nenhum nível lógico. Portanto, para que um integrado TTL fosse usado, dever-se-ia fazer uma pré-regulagem para a faixa de operação em tensão dos integrados TTL.

Ao invés disso, se já existe uma outra família de circuitos lógicos cuja tensão de trabalho pode ser de 12 volts (como é o caso da lógica CMOS), por que não usá-la?

Vejamos algumas características dos integrados CMOS:

1 — Tensão de alimentação podendo se situar na faixa dos 3 aos 15 volts.

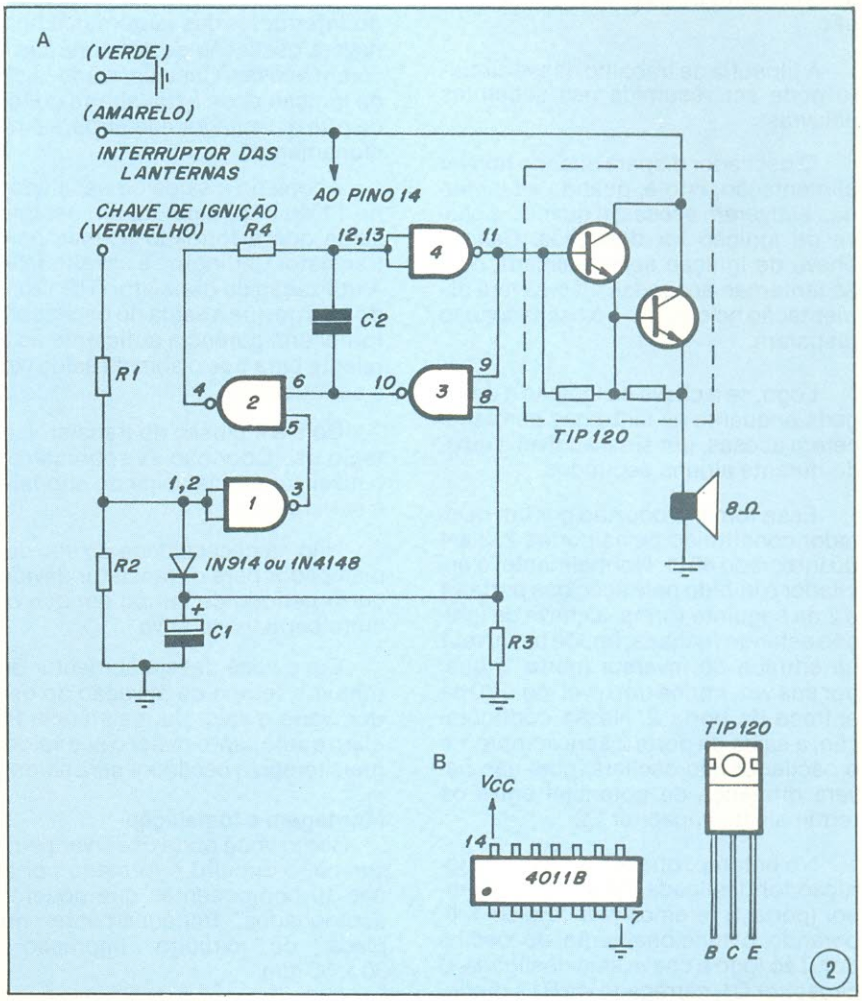
2 — Baixo consumo de energia (10 nW).

3 — Alta imunidade contra ruídos.

Achamos que esses dados esclarecem a questão de uma vez por todas.

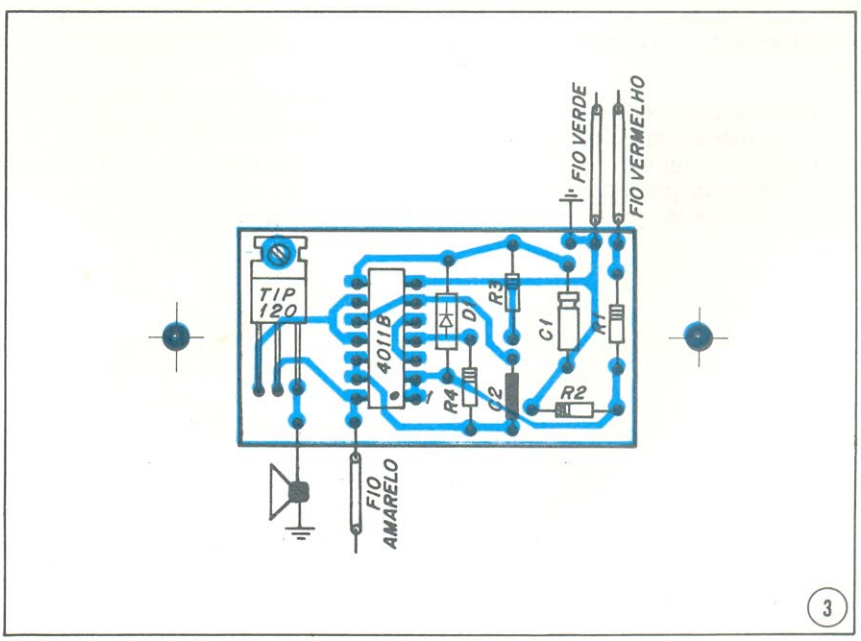
Esquema Elétrico

A figura 2 mostra o circuito elétrico completo do alarme. Trata-se, basica-



A Esquema elétrico do alarme acústico de lanternas ligadas.

B Distribuição de pinos do integrado e do transistor.



A placa de circuito impresso vista pelo lado dos componentes.

mente, de um oscilador cuja alimentação está ligada ao interruptor de luz e o acionamento se dá pela chave de ignição.

A filosofia de trabalho desse circuito pode ser resumida nas seguintes palavras:

O oscilador dispara quando houver alimentação, isto é, quando as lanternas estiverem acesas, e quando a chave de ignição for desligada. Caso a chave de ignição seja desligada com as lanternas apagadas, não haverá alimentação no circuito e o oscilador não disparará.

Logo, se a chave de ignição é desligada enquanto as lanternas permanecerem acesas, um sinal audível é ouvido durante alguns segundos.

Esse tom é produzido por um oscilador constituído pelas portas 2, 3 e 4 do integrado 4011. Normalmente, o oscilador é inibido pela ação das portas 1 e 2 da seguinte forma: a chave de ignição estando fechada, impõe um nível 1 na entrada do inversor (porta 1) que, por sua vez, impõe um nível lógico 0 na entrada da porta 2. Nessa configuração, a saída da porta 2 será sempre 1 e o oscilador não oscilará, pois não haverá diferença de potencial entre os terminais do capacitor C2.

No entanto, quando a chave de ignição for desligada, na saída do inversor (porta 1) teremos nível lógico 1, liberando o funcionamento do oscilador. Tão logo a chave seja desligada, o capacitor C1, carregado via R1 e diodo, começará a se descarregar por R3. Enquanto a tensão nesse capacitor permanecer alta, a porta 3 libera o funcionamento do oscilador, quando a tensão cair para metade da tensão inicial (6 volts), a saída da porta 3 passa a ter nível lógico 1, interrompendo a oscilação.

Com os valores de R1 e C3, o oscilador permanecerá acionado durante 10 segundos, tempo suficiente para que o motorista perceba que as lanternas estão acesas.

Note que tudo o que falamos até aqui vale desde que o integrado esteja alimentado, e essa alimentação vem do interruptor das lanternas. Logo, só haverá oscilação se as lanternas estiverem acesas. Caso contrário, a chave de ignição pode estar aberta ou fechada que o oscilador não entrará em funcionamento.

Acoplado à saída do oscillador (pino 11 do integrado) há um estágio de saída que é formado apenas por um transistor Darlington e um alto-falante. A utilização do transistor (TIP 120) vem do fato de que a saída do oscilador não forneceria potência suficiente ao alto-falante para que o som de saída viesse a ser audível.

Com a inclusão do transistor, o estágio oscilador não se sobrecarrega e o nível sonoro na saída do alto-falante é satisfatório.

Não há necessidade do uso de um dissipador para o transistor devido ao curto período de tempo em que o circuito permanece ativo.

Caso você deseje aumentar ou diminuir o tempo de ativação do oscilador, varie o valor da resistência R3. É claro que, quanto maior o seu valor, por mais tempo o oscilador será acionado.

Montagem e Instalação

Como você pode observar pelo esquema, o circuito é formado por apenas 10 componentes que podem ser acomodados tranquilamente numa placa de circuito impresso de 30 × 55 mm.

A placa de circuito impresso pode ser vista na figura 3. Para não haver dúvidas na colocação do transistor e do integrado, a figura 4 mostra uma vista esquemática desses dois componentes. De resto não há maiores dificuldades no tocante à montagem do circuito.

Devemo-nos ater mais à parte de instalação do circuito no automóvel.

Entre o alarme e a parte elétrica do automóvel vão ligados três fios. Um vai ligado à terra da bateria, outro à chave de ignição e outro ao interruptor das lanternas. Sugerimos o uso de três fios de cores diferentes, para evitar uma eventual troca de ligações.

O circuito pode ser inserido numa pequena caixa de alumínio ou de plástico e colocado embaixo do painel de instrumentos, de tal modo a ficar próximo tanto da chave de ignição quanto do interruptor das lanternas.

O alto-falante pode ser colocado em qualquer posição do automóvel, mas é conveniente que se coloque próximo do motorista, para que ele ouça mais facilmente o alarme.

Há também a possibilidade de se usar o próprio alto-falante interno do rádio do automóvel.

Uma última observação deve ser feita quanto ao integrado 4011 usado no circuito. Existem, no mercado, dois tipos de integrado, o 4011A e o 4011B. A tensão de trabalho do integrado 4011A determinada em laboratório é de, no máximo, 12 volts. Ocorre, porém, que a tensão da bateria de um automóvel pode ultrapassar esse valor. No caso, um circuito montado com o integrado 4011A não funcionaria. É por esse motivo que se recomenda o uso do integrado 4011B, cuja tensão de trabalho chega até uns 18 volts.

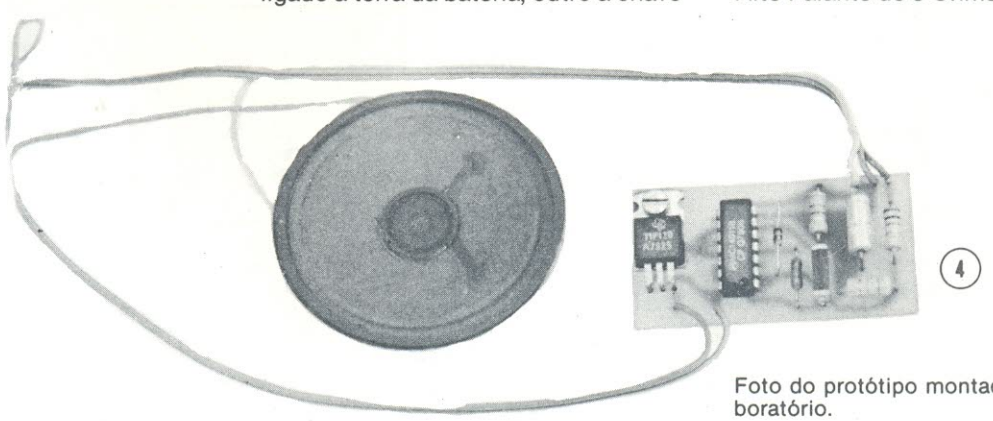
Relação de Componentes

Resistores
R1 — 1 kOhm
R2 — 47 kOhms
R3 — 8,2 MOhms
R4 — 22 kOhms

Capacitores
C1 — 1 uF / 16 volts
C2 — 15 nF

Semicondutores
D1 — 1N4148 ou 1N 914
Q1 — TIP 120

Integrado
CI 1 — 4011B
Alto-Falante de 8 Ohms □



4

Foto do protótipo montado em nosso laboratório.

Um trêmulo para guitarras

Este circuito prático apresenta dupla utilidade: É um pré-amplificador e um gera dor de trêmulo ao mesmo tempo. Com 4 transistores e alguns compo nentes passivos você pode construir um dispositivo que se adapta a qual quer aparelho musical (não só guitar ras, como flautas, vio lões eletrifica dos etc.). Além disso, o artigo traz uma análise da natureza do efeito trêmulo e instruções detalhadas para sua monta gem.

Todo instrumento musical eletrificado possui um elemento, chamado transdutor, cuja incumbência é transformar os sinais sonoros que saem do instrumento em impulsos elétricos. A saída desse transdutor é ligada ao amplificador.

O gerador de trêmulo para guitarra é um circuito que vai ligado entre o captador e o amplificador de modo a produzir um som pulsante que, anexado aos acordes da guitarra, produzem o efeito trêmulo.

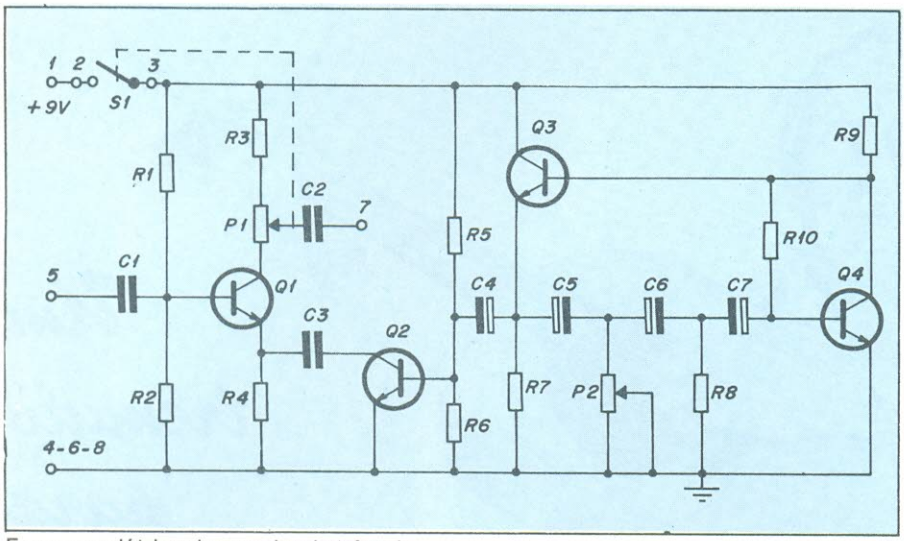
O circuito compreende um pré-amplificador e um oscilador mixado. Através dos dois potenciômetros é possível regular a frequência de pulsação e o nível do sinal de saída. O gerador de trêmulo que estamos descrevendo neste artigo garante uma compatibilidade de ligação com qualquer instrumento musical e com qualquer amplificador de potência.

Graças à configuração do circuito e aos ótimos componentes usados, este dispositivo apresenta uma alta estabilidade de pulsação.

Antes de passar para a descrição do circuito elétrico seria conveniente uma análise mais detalhada da definição do efeito trêmulo.

Entende-se por efeito trêmulo um efeito sonoro vibrante ou pulsante que, traduzido na terminologia eletrônica, equivale a uma modulação em frequência do som produzido pela guitarra (ou algum outro instrumento qualquer), sendo que o desvio máximo de freqüência está bem abaixo da freqüência do som produzido pela guitarra; o que é o mesmo que dizer que os desvios são muito pequenos se comparados com a freqüência do sinal emitido pelo instrumento musical.

Em muitos instrumentos musicais esse efeito se obtém mediante dispositivos mecânicos ou mesmo pela habilidade do instrumentista. Numa guitarra, por exemplo, o trêmulo pode ser ▷



Esquema elétrico do gerador de trêmulo.

obtido variando-se a tensão da corda; nos violinos e outros instrumentos de arco o efeito pode ser obtido variando-se a pressão e a posição do arco enquanto ele desliza sobre a corda; nos instrumentos de sopro o efeito é conseguido modulando-se o próprio fluxo de ar que atravessa o tubo ressonante.

Com o nosso gerador de trêmulo todos esses "macetes" de execução são substituídos eletronicamente.

O circuito elétrico

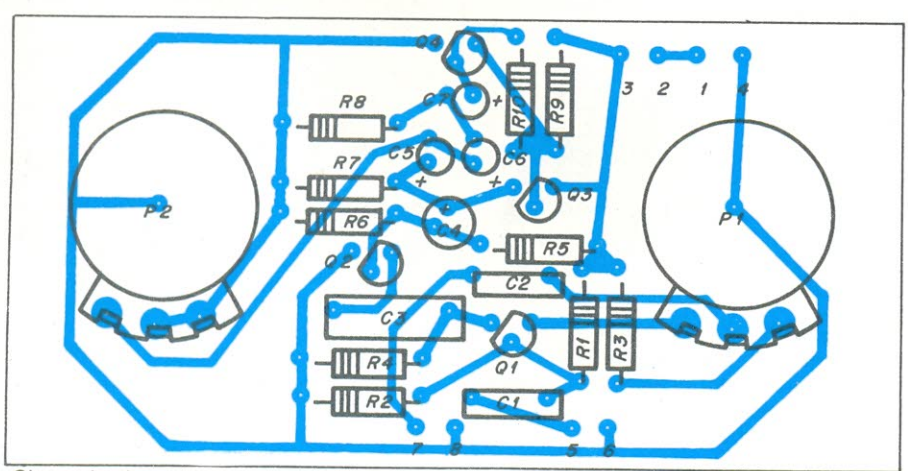
O circuito elétrico do gerador de trêmulo está ilustrado na figura 1. Analisando o esquema podemos notar a existência de dois estágios distintos. O primeiro estágio constituído pelo transistor Q1 cuja função é a de pré-amplificar o sinal de saída do captador. O segundo estágio, formado pelos transistores Q3 e Q4, é um gerador senoidal que funciona segundo o princípio da compensação de fase; o transistor Q3 tem a função de manter constante o nível de oscilação.

O sinal de entrada atravessa o capacitador C1 e é injetado na base do transistor Q1 e o mesmo sinal pode ser obtido, amplificado, no ponto 7 (saída do circuito). Os resistores R1, R2, R3 e R4 e o potenciômetro P1 servem para regular o ponto de trabalho do transistor Q1. O sinal senoidal do gerador é aplicado pelo capacitador C3 ao emissor do mesmo transistor. Desse modo há uma modulação em amplitude do sinal amplificado pelo primeiro estágio, modulação esta necessária para a obtenção do efeito trêmulo.

Os resistores R5 e R6 servem para regular o ponto de funcionamento do transistor Q2. O potenciômetro P1, além de ligar o aparelho, regula o nível de saída, enquanto que com o potenciômetro P2 regula-se a frequência de pulsação.

Girando completamente à direita o potenciômetro P2, as oscilações são inibidas e o dispositivo funciona como um pré-amplificador normal.

A fonte de tensão, dado o baixo consumo do circuito, pode ser uma pilha comum de 9 V.



Chapa de circuito impresso vista pelo lado dos componentes.

Descrição da montagem

A montagem do gerador de trêmulo não apresenta dificuldades específicas, embora, para se conseguir um bom resultado na montagem, seja necessária uma particular atenção nas soldas. A montagem dos componentes sobre um placa de circuito impresso é facilitada pela figura 2, que apresenta a chapa de circuito impresso vista pelo lado dos componentes.

A primeira fase da montagem consiste em ligar os resistores R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9 e R10. A operação seguinte é a ligação dos capacitores C1, C2 e C3, seguindo-se a ligação dos capacitores eletrolíticos C4, C5, C6 e C7. Para essa operação, preste muita atenção na polaridade dos capacitores; o sinal (+) que se encontra no invólucro do capacitor deve corresponder ao sinal (+) que pode ser visto no "lay out" da figura 2 (circuito impresso).

Na montagem do transistor Q1, a base de onde saem os terminais do mesmo deve ficar a uns 8 mm da chapa. Coloque primeiro um dos terminais e solde-o. Ajuste a posição do componente e solde os outros dois terminais restantes. Repita o processo para os transistores Q2, Q3 e Q4.

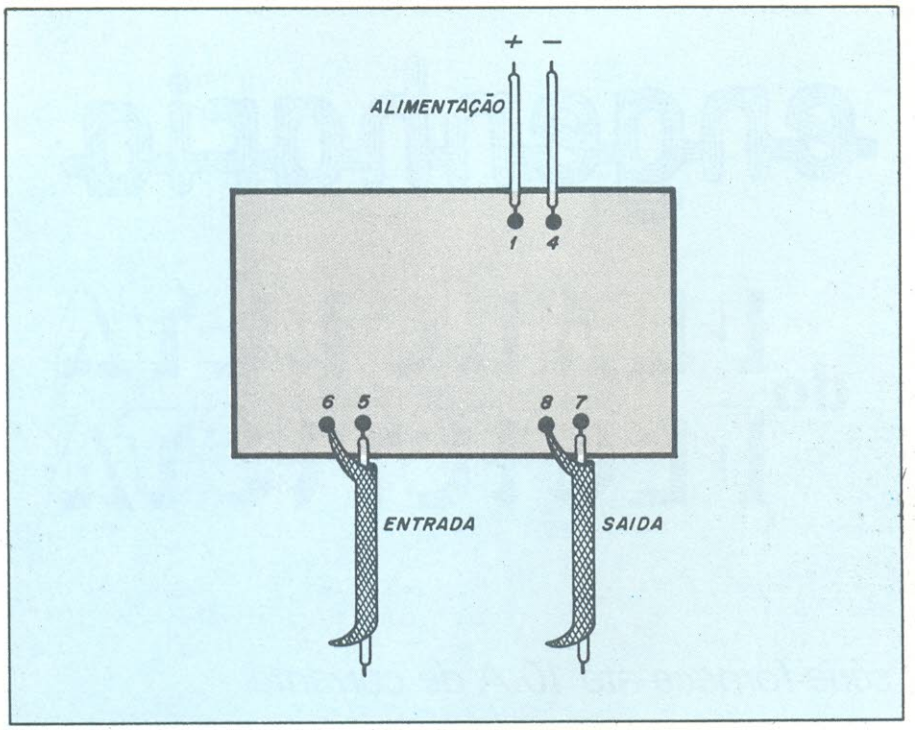
A última fase da montagem consiste na ligação dos dois potenciômetros. Para simplificar as ligações e reduzir o tamanho do dispositivo, os potenciômetros são fixados sobre a própria placa do circuito impresso. Os terminais dos potenciômetros não se prestam a uma ligação direta nos furos da placa. É preciso, então, ligá-los por meio de filetes rígidos, ou mesmo pequenos pedaços de fio. Como primeira operação, corte as duas linguetas laterais que existem nos dois potenciômetros para que eles se aproximem o máximo da placa, facilitando, assim, a soldagem dos filetes.

Dessa forma, os potenciômetros podem ser montados na própria placa, juntamente com todos os outros componentes.

A última operação consiste na ligação do interruptor, que é muito fácil. Ligue o primeiro terminal ao terminal de ligação n.º 2 da placa e o outro terminal do interruptor ao terminal n.º 3 da placa. Essas ligações devem ser feitas com dois pedaços de fio isolados de uns 3 cm cada.

Ligações finais

A figura 3 ilustra as ligações para o correto emprego do gerador de trêmulo. Aos terminais 1 e 4 vai ligada a bateria, ou a fonte de alimentação, respeitando a polaridade indicada na figura; aos terminais 5 e 6, através de um cabo



Detalhe das ligações da entrada, saída e alimentação.

coaxial pode ser ligado um pino jack unipolar. A maioria das guitarras possuem plugs para esse tipo de jack. Os terminais de saída, 7 e 8, podem ser ligados também a um pino jack unipolar, dependendo da entrada do amplificador.

Pronto para funcionamento

O gerador de trêmulo deve funcionar imediatamente tão logo o potenciômetro-interruptor P1 seja acionado.

O nível do efeito trêmulo é definido pela posição do potenciômetro P1 enquanto a freqüência de pulsação é regulada pela posição do potenciômetro P2. Lembrando que com o potenciômetro girado totalmente à direita a saída do oscilador é aterrada e o gerador de trêmulo atua apenas como um pré-amplificador.

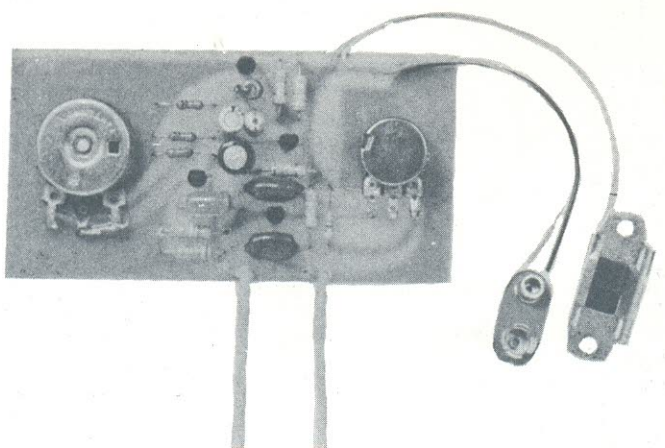
Características técnicas

Para que você se certifique da viabilidade ou não dessa montagem, dê uma espiada no quadro abaixo. São as características técnicas do dispositivo.

Características técnicas	
Tensão de alimentação	9 V
Consumo	5 mA
Tensão mínima de entrada	5 mV
Tensão máxima de entrada	150 mV
Ganho	20 dB

Com essa ficha técnica, acreditamos que o gerador de trêmulo seja adaptável a qualquer guitarra. Caso você deseje adaptá-lo a algum outro instrumento, observe se o sinal de saída do transdutor está dentro da faixa; se estiver, não haverá problema em usá-lo com outro instrumento.

Foto do protótipo no laboratório da Nova Eletrônica.



Relação de componentes

Resistores
R1 — 390 kOhms 1/3 W
R2 — 56 kOhms 1/3 W
R3 — 330 Ohms 1/3 W
R4 — 3,9 kOhms 1/3 W
R5 — 220 kOhms 1/3 W
R6 — 22 kOhms 1/3 W
R7 — 1,2 kOhms 1/3 W
R8 — 1,2 kOhms 1/3 W
R9 — 33 kOhms 1/3 W
R10 — 330 kOhms 1/3 W

Potenciômetros

P1 — 22 kOhms linear com interruptor
P2 — 4,7 kOhms linear

Capacitadores

C1 — 47 nF / 100 V poliester
C2 — 47 nF / 100 V poliester
C3 — 0,33 uF / 100 V poliester
C4 — 47 uF / 16 V eletrolítico
C5 — 4,7 uF / 16 V eletrolítico
C6 — 4,7 uF / 16 V eletrolítico
C7 — 4,7 uF / 16 V eletrolítico

Transistores

Q1 a Q4 — BC547

© Copyright Onda Quadra

POWER 200

Tem gente que gosta de "transar" um som no último volume. Não é uma boa: os extremos da faixa de ganho de um amplificador, são os piores pontos em que se pode deixar o potenciômetro de volume. Essas regiões são justamente as de pior reprodução e maior distorção.

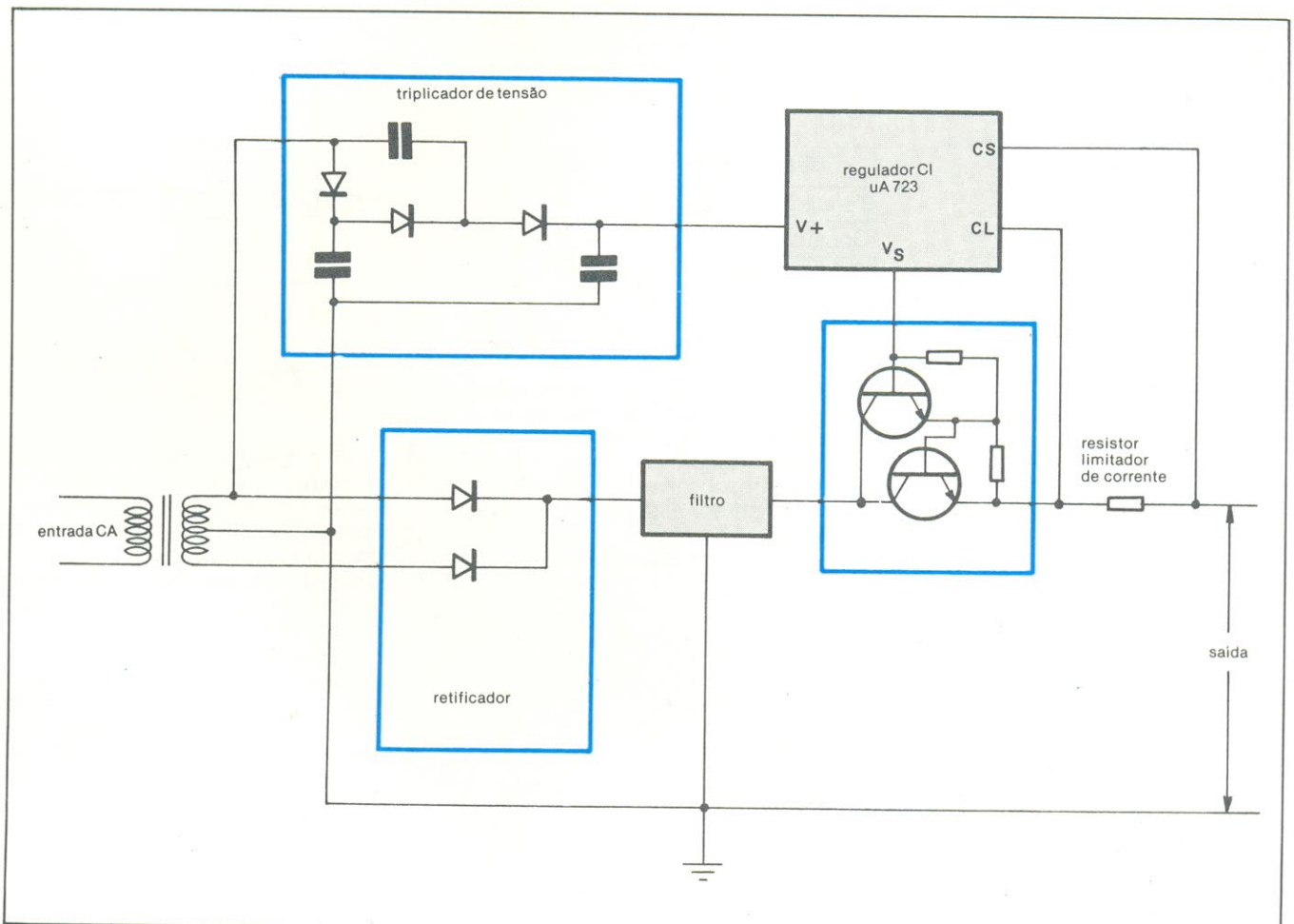
O bom mesmo é ter um amplificador que proporcione um bom volume e reprodução, trabalhando folgadamente em sua faixa intermediária. Aí é que entra o POWER 200. Coligado a um pré adequado ele pode oferecer até **112** W IHF **por canal**, em carga de 4 ohms.

KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais
À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

engenharia do PRANCHETA do PROJETISTA

Um econômico regulador série fornece até 10 A de corrente

J.E. Buchanan e C.W. Nelson
Westinghouse Electric Corp., Maryland



Fonte para circuitos lógicos de grande consumo — Este regulador série fornece 5 V até 10 A para alimentar circuitos digitais. Sua elevada eficiência foi conseguida através de um triplicador de tensão, que opera diretamente ligado ao transformador de entrada, e polariza a referência interna do regulador integrado. Esse processo elimina a necessidade de uma polarização ou um transformador especial. O par Darlington atua como elemento de potência do circuito.

Um regulador série altamente eficiente, composto de componentes padronizados, constitui uma excelente fonte de alimentação para circuitos digitais de consumo elevado. Fornece uma tensão de 5 a 6 V, com uma corrente de até 10 A, e não requer polarização separada ou transformadores especiais.

Conforme nos mostra a figura, na entrada do circuito utiliza-se um transformador comum; a tensão em seu secundário é retificada e filtrada pela forma convencional. Mas essa tensão também é levada a um triplicador de tensão, onde é elevada o suficiente para excitar o regulador integrado, sem a necessidade de polarização externa. Isto é necessário porque muitos reguladores integrados requerem 10 V ou mais para polarizar adequadamente suas referências internas, preservando assim sua estabilidade com o variar da entrada, da carga ou da temperatura.

O regulador, por sua vez, vai excitar um par Darlington de potência, o qual é polarizado pelo retificador. O Darlington atua como elemento de potência do circuito, elevando a saída de alguns miliampères do regulador para vários ampères.

O circuito, no total, é bastante eficiente, pois a tensão na fonte de alta corrente pode ser mantida a níveis mínimos, permitindo que o Darlington seja excitado próximo à saturação com um mínimo de tensão. Pode-se trocar o par Darlington por um transistor simples de potência, caso a corrente desejada seja de menor valor.

Integradores por efeito Miller atuam como separador de sinais

Dale Hileman
Sphygmetrics Inc., California

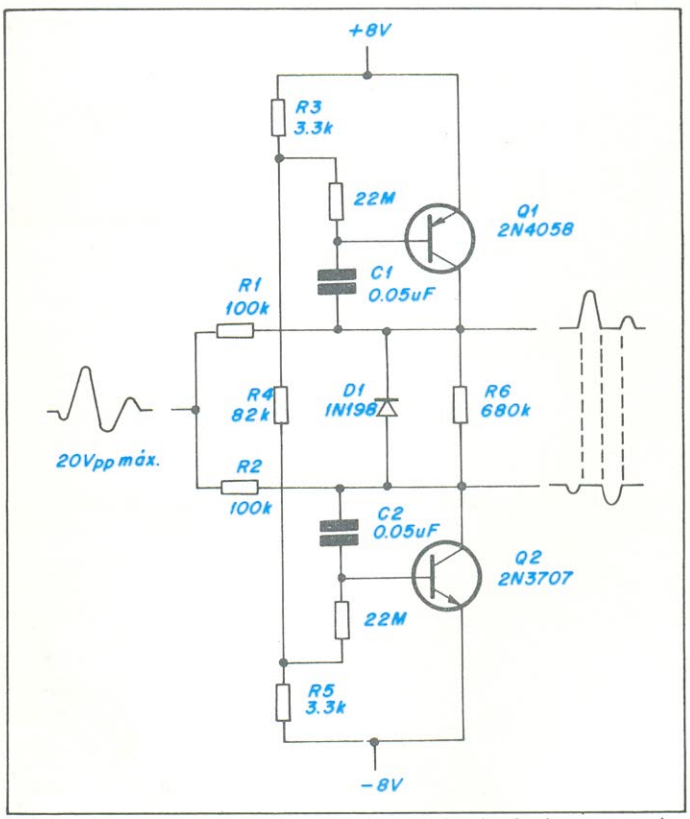
Integradores complementares por efeito Miller demonstram ser melhores que os diodos polarizados na retificação de um sinal e na sua separação em metades negativas e positivas. Os diodos requerem enormes capacitores de integração quando é preciso manter o nível CC da linha-base, e capacitores de grandes dimensões normalmente sofrem de problemas de fugas ou polarização.

No separador de sinais apresentado, os dois estágios integradores atuam como um retificador de meia onda. Juntamente com dois pequenos capacitores integradores, de 0,05 µF, simulam uma capacitância de grande valor, capaz de manter o nível CC do potencial da linha-base.

Sinais de excursão negativa fazem com que o transistor Q1 conduza, grampeando a saída ao potencial da linha-base. Excursões positivas de sinal, por outro lado, cortam Q1 e passam diretamente para a saída. A operação do transistor complementar Q2, que constitui o outro estágio integrador-retificador, é idêntica à do transistor Q1, porém com a polaridade do sinal invertida. É aconselhável utilizar cargas de alta impedância, a fim de evitar excessivas quedas de tensão sobre os resitores R1 e R2.

O divisor de tensão, composto por R3, R4 e R5, mantém as tensões de base de Q1 e Q2 próximas ao limiar de condução dos mesmos, de modo que as transições do sinal de saída possam ser mantidas na vizinhança do potencial da linha-base. R6 age como resistor de coletor de Q1 e Q2, para minimizar o efeito da corrente de fuga coletor-emissor. E D1 foi incluído para minimizar o efeito da variação da temperatura ambiente sobre essa corrente de fuga.

A separação de sinais tem melhor resultado em baixas freqüências, dentro da faixa de áudio e até 3 Hz, aproximadamente. É possível fazer o circuito trabalhar em freqüências ainda menores, elevando-se o valor de C1 e C2; o ritmo de integração da linha-base, porém, torna-se mais lento.



Separando os altos e baixos — Este separador de sinais emprega integradores complementares por efeito Miller para manter reduzido o valor dos capacitores de integração. O circuito mantém o potencial CC da linha-base, de forma que ele apareça na saída. O transistor Q1 evita que os sinais de excursão negativa cheguem à saída, enquanto Q2 bloqueia os sinais de excursão positiva. A impedância da carga deve ser elevada, de preferência.

Divisor analógico aperfeiçoado fornece quocientes a níveis elevados de sinal

Umesh Kumar
Nova Delhi, India

A linearidade e a capacidade de manipulação de sinais de um divisor, cuja função é fornecer o quociente de duas tensões analógicas, podem ser facilmente melhoradas, a um custo mínimo.

Como se pode ver pela figura, a porção conversora tensão/tempo do sistema contém uma fonte de corrente constante, excitada pelo sinal de entrada V_y. Observe que V_y é capaz de assumir um valor de pico de pelo menos 10 V; além disso, a fonte de corrente constante dispõe de um processo de carga praticamente linear do capacitor C.

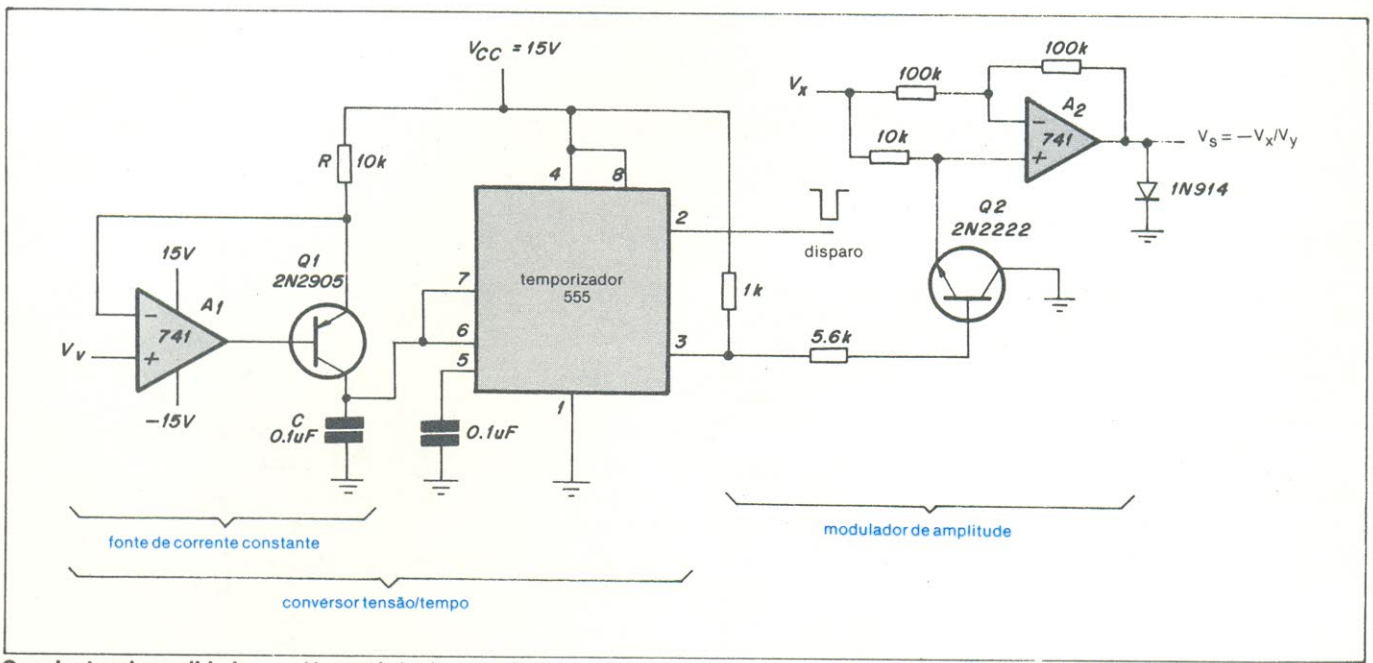
Assim que o pino 2 do 555 recebe um pulso, a saída (pino 3) do monoestável vai para o nível "1" e C carrega-se até 2/3 V_{CC}. Logo que a tensão em C atinge tal valor, o capacitor é descarregado e a saída volta ao seu estado original (nível "0"). E o processo volta a se repetir, com a saída oscilante do 555 servindo como sinal modulador em Q2-A2.

Portanto, durante a carga de C, $2/3\ V_{CC} = (I/C)\ t_C = (V_y/RC)\ t_C$ ou $t_C = (2V_{CC}RC)/3V_y$, onde I é fornecida pela fonte de corrente e t_C é o tempo de carga do capacitor. Nessa ocasião, Q2 está conduzindo e, então, a tensão de saída é $V_S = -V_y$.

Se τ é o período do pulso de disparo, o 555 estará em "0" durante a fração do período $(\tau - t_C)/\tau$, quando Q2 estará cortado e a tensão de saída $V_S = 0$. Portanto, a tensão média ao longo de um ciclo é:

$\overline{V}_S = -V_X t_C/\tau = -2/3\ (V_{CC}RC/\tau)(V_X/V_y)$,

onde $\overline{V}_S$ pode ser recuperada por uma rede RC, instalada à saída do circuito, ou então lida através de um instrumento que indique valor médio. Caso RC/τ seja igual a 10 e $V_{CC} = 15$, então teremos $V_S = -V_X/V_y$. □



Quocientes de qualidade — Um estágio de entrada de banda larga e uma fonte de corrente constante melhoram a capacidade de manipulação de sinais e a linearidade do divisor analógico. A saída do 555, que é uma função de V_y, R, C e τ, modula V_x de forma a fornecer $\overline{V}_S = -V_X/V_y$, para $1 < V_y < 10$ e $0 < V_x < 15$.

© — Copyright Electronics International

NATIONAL
SEMICONDUCTOR

LM3189 — Sistema de FI para FM

Descrição geral

O LM3189N é um circuito integrado monolítico que proporciona todas as funções de um sistema completo de FI para FM. O diagrama de blocos do LM3189N inclui um amplificador/limitador de FI para FM, de três estágios, e detectores de nível para cada estágio, um detector de FM em quadratura, duplamente balanceado, e um amplificador de áudio que permite o uso opcional de um circuito emudecedor (**squelch**).

Em seu circuito avançado, o sistema de FI inclui certas características especiais, muito desejadas, tais como o CAG programável com retardo para o sintonizador de RF, o circuito excitador para CAF e um sinal de saída para ativar um indicador de sintonia e/ou proporcionar lógica chaveadora para estéreo. Além disso, reguladores internos da alimentação mantêm uma drenagem de corrente praticamente constante ao longo de toda a faixa de tensões de alimentação, que pode variar de +8,5 V a +16 V.

O LM3189N é ideal para operação em alta fidelidade. A distorção, em um sistema de FI para FM elaborado com o LM3189N, é uma função da característica de linearidade de fase da bobina detectora externa.

O LM3189N possui todas as características do LM3039N, além de outras que lhe foram adicionadas.

O LM3189N utiliza encapsulamento plástico, tipo DIP, de 16 pinos, e pode trabalhar numa faixa de temperaturas ambientes entre −40°C e +85°C.

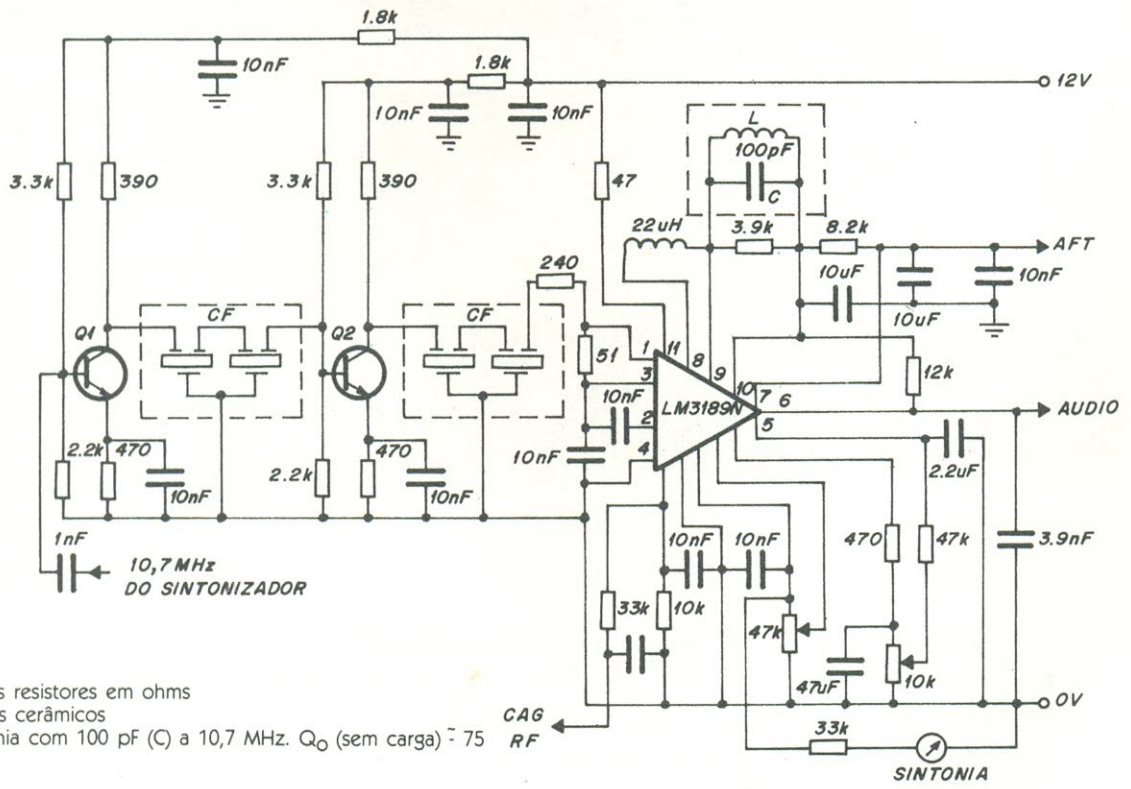
Características

- Excepcional sensibilidade limitadora: 12 μV (típico) a −3 dB
- Baixa distorção: 0,1% (típico, com bobina duplamente sintonizada)
- Possibilidade de sintonia com uma só bobina
- Relação (S+R)/R aperfeiçoada
- Nível de áudio recuperado programável externamente
- Oferece sinal específico para o controle do emudecimento entre canais (**squelch**)
- Oferece sinal específico para excitar diretamente um indicador de sintonia
- Etapa no próprio canal para controle da busca (**search**)
- Oferece tensão programável de CAG para amplificador de RF
- Oferece um circuito específico para uma flexível saída de áudio
- Reguladores internos de alimentação
- Largura da etapa do canal programável externamente, e desvio onde ocorre o emudecimento (**muting**).

Sistema completo de FI para FM para sintonizadores de alta qualidade

O circuito oferece um sistema completo de FI para receptores de FM de qualidade. Um ou dois estágios de amplificação e filtragem passa-banda serão necessários, dependendo dos requisitos do receptor.

Sistema completo de FI para receptores FM de qualidade



Todos os resistores em ohms
CF: filtros cerâmicos
*L: sintonia com 100 pF (C) a 10,7 MHz. Q_O (sem carga) ≃ 75

NS Electronics do Brasil
Produtos Eletrônicos Ltda

AV. BRIGADEIRO FARIA LIMA 830 8º
FONES: 210.4656 e 212.5056

VERSATILIDADE, RA

...VOCÊ ENCONTRA NOS INSTRUMENTOS E EQUIPAMENTOS DE TESTE GSC. PARA ENGENHEIROS, TÉCNICOS, ESTUDANTES E HOBBISTAS. PROTOBOARDS, FREQÜENCÍMETROS, GERADORES, PULSADORES, MONITORES, ETC.

IDEZ E ECONOMIA...

INSTRUMENTO PARA TESTE E PROJETO

GSC GLOBAL SPECIALTIES CORPORATION

FILCRES

DISTRIBUIDOR PARA O BRASIL
FILCRES IMP. E REPRES. LTDA
RUA AURORA, 165/171 — S. PAULO -SP
CEP 01209
FONE: PBX (011) 223-7388
TELEX: (011) 31298 FILG BR.

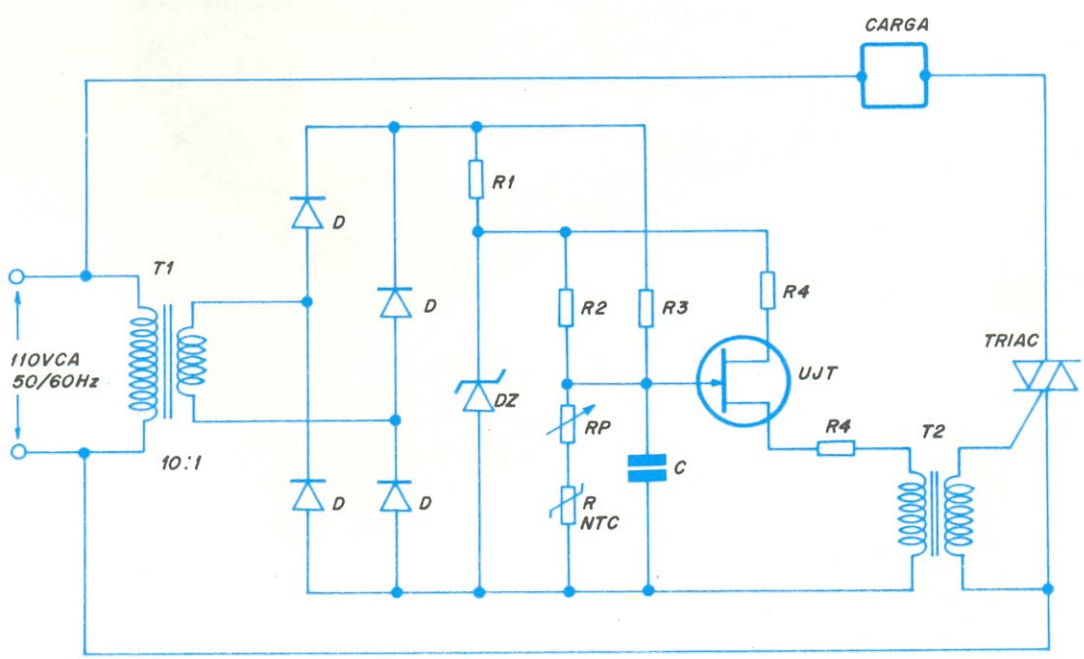
PRANCHETA DO PROJETISTA SÉRIE NACIONAL

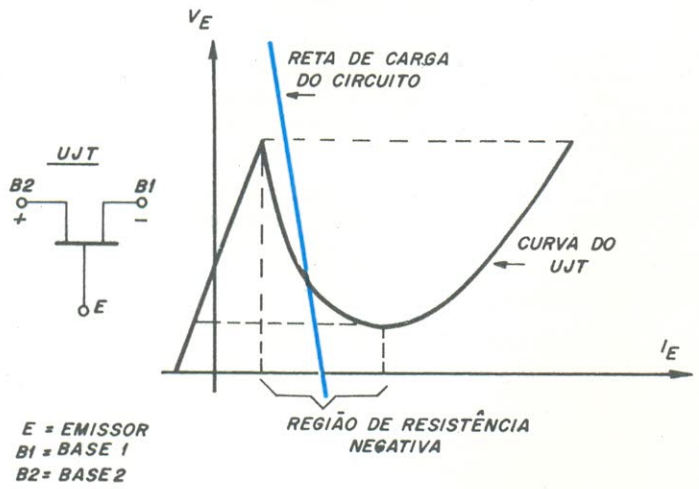
Circuito de controle do ângulo de condução de lâmpadas, para estabilização de temperatura

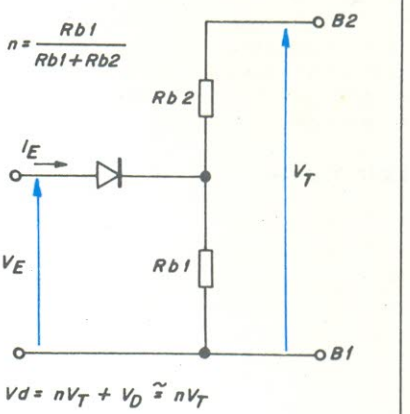
Joinvile Batista Júnior — Campinas, SP

Inicialmente deve-se ressaltar que o circuito ora apresentado foi por mim projetado para controlar a temperatura de uma estufa de calculadoras, por ocasião de um estágio. Nessa situação, a estufa deveria ser mantida a 40°C e por isso usei 10 lâmpadas de 100 watts. Obviamente, o número de lâmpadas, a potência de cada uma delas e a temperatura que se deseja estabilizar são fatores opcionais, que devem ser determinados pelas especificações de cada projeto. Deve-se salientar que um número maior de lâmpadas, ou uma potência maior de cada uma delas fará com que o circuito de controle manipule maior potência e tenha um ajuste mais fino de temperatura (ou seja, a realimentação para estabilizar a temperatura é maior por variação de temperatura).

O circuito utilizado aparece na figura 1. Nesse circuito o sensor de temperatura é um NTC (*Negative Temperature Coefficient*), um resistor cuja resistividade decai com o au-







mento de temperatura. Portanto, após o ajuste na temperatura desejada, através do potenciômetro R_p, se a temperatura subir, a resistência do NTC cairá; e como há um divisor resistivo em paralelo com o diodo zener D_Z, formado por R2 e por $R_p + R_{NTC}$, cairá a tensão sobre o capacitor C e ele demorará mais para se carregar.

O UJT (transistor de unijunção) é um semicondutor que apresenta uma característica de resistência negativa entre o emissor E e as bases B1 e B2 (figura 2a). A reta de carga do circuito é projetada para cortar a região de resistência negativa do UJT, de maneira que quando a tensão sobre o capacitor (V_C) for $V_C = V_d$, o UTJ dê um pulso de corrente e o capacitor de descarregue (e o ciclo volte a se repetir).

Voltando ao NTC, se a temperatura aumenta, sua resistência cai; cai então a tensão sobre o capacitor, que demora mais tempo para se carregar e, portanto, para disparar o UJT. Finalmente, o ângulo de disparo do TRIAC aumenta, diminuindo a potência dissipada pelas lâmpadas; consequentemente, a temperatura cai.

Observe-se que o aumento do número de lâmpadas ou da potência de cada uma delas deve ter também um compromisso com a estabilidade do sistema, ou seja, quanto maior a potência controlada, mais difícil se torna ajustarmos o circuito, para que estabilize numa dada temperatura. Em outras palavras, existe um ponto ótimo entre a precisão do controle e a estabilidade do sistema; procurarei dar uma idéia de como chegar a ele, mais adiante.

Introduções que deverão constar em cada projeto e nos ajustes

No meu caso, usei 10 lâmpadas de 100 W, com um ângulo de condução tal, que a potência total fosse cerca de 400 W. Temos a seguinte relação aproximada:

$$P_u = P_t\left(1 - \frac{n\,\widehat{\pi}}{30}\right)$$

onde P_u é a potência útil fornecida

P_t é a potência total fornecida pelas lâmpadas

$\frac{n\,\widehat{\pi}}{30}$ é o ângulo de disparo (θd), com n variando de 0 a 30

Temos ainda $P_t = n_L.P_L$

onde n_L é o número de lâmpadas

P_L é a potência nominal de cada lâmpada

Portanto, $$P_u = n_L.P_L\left(1 - \frac{n\,\widehat{\pi}}{30}\right)$$

Dadas as especificações do projeto, tem-se ou determina-se P_u (potência necessária para estabilizar a temperatura no valor desejado). Escolhe-se n entre 10 e 20 (ou seja, θd entre 60 e 120°), de maneira que o ângulo de condução possa ser variado (não deve ficar perto dos extremos; uma boa escolha é n = 15, que dá $\theta d = 90°$).

Agora fica livre a escolha adequada de n_L e P_L, dependendo das necessidades de cada um e das disponibilidades dos valores nominais de potência das lâmpadas que se encontram no mercado. No meu caso, a corrente máxima permissível (para 1000 W) era inferior a 10 A. No entanto, nominalmente (400 W) a corrente era inferior a 4 A. Usei um TRIAC que aguentava 25 A, por superdimensionamento; no entanto, seria suficiente um que aguentasse 15 A. O superdimensionamento do TRIAC não encarece muito o projeto e permite maior duração do componente (importante quando o circuito funciona continuamente, como no meu caso). Observe que o dimensionamento do TRIAC deve sempre levar em conta a potência nominal e não a potência útil, pois o circuito é dinâmico. Além do mais, no ajuste através do potenciômetro R_p, a potência fornecida pode excursionar até a potência nominal total, danificando o TRIAC que não tenha sido dimensionado com uma certa margem de segurança.

No caso em questão, o conjunto $R_p + R_{NTC}$ deveria ser de 750 ohms, aproximadamente. Para obter esse valor, substitui incialmente esse conjunto por um potenciômetro de 10 quilohms e fiz uma curva temperatura x resistividade. A seguir, é obter a curva característica R_{NTC} x temperatura (que eu levantei, pois o manual é impreciso), ou pelo menos a R_{NTC} na temperatura desejada, se o leitor não tiver meios de levantar a curva. Observe que o levantamento da curva é interessante em projetos mais precisos, onde se quer saber a sensibilidade do NTC em relação à temperatura, ou seja, $\Delta R_{NTC}/\Delta °C$, para se ter uma idéia da capacidade de controle e realimentação do NTC. Os NTCs da Philips, com valores nominais de 1,5 k a 3,3 k, costumam apresentar uma boa característica de variação (de aproximadamente 10 a 30 ohms por °C).

Dimensiona-se, então, o NTC ou NTCs a serem colocados em série ou paralelo, e também o potenciômetro que permita o ajuste mais fino possível da resistência para a temperatura desejada. Se o potenciômetro precisa variar de um valor R Ω (para, juntamente com R_{NTC}, atingir a resistência que nos dá a temperatura desejada), então seu valor nominal não deve exceder a 3R Ω, para permitir um bom ajuste. E o valor de R_{NTC} deve ser o mais próximo possível ao da resistência desejada (desde que não se perca muito em Δ R/°C;

para isso, usar as associações série ou paralelo necessárias), pois assim o ajuste do potenciômetro será o mais fino possível (nunca devemos ter, no entanto, $R_p < R_{NTC}/3$).

É interessante observar que você mesmo pode construir uma caixa de alumínio para colocar o circuito. O potenciômetro poderá ser fixado na caixa, que poderá servir de dissipador (sendo fixado nela o corpo do TRIAC, isolado por mica e silicone).

Lista dos componentes

a) — fixos:

T1 — transformador 10:1
T2 — transformador de pulsos
D — diodo 1N4001
D_Z — diodo zener de 10 V
R1 — 330 ohms
R2 — 470 ohms
R3 — 470 kohms
R4, R5 — 100 ohms
C — 0,1 µF

b) — dependentes do projeto:

R_p — potenciômetro; deve obedecer à regra

$$R_{NTC}/3 < R_p < 3(R_{desejada} - R_{NTC})$$

ML — lâmpadas de P_L watts cada uma, onde

$$P_u = n_L P_L (1 - n\theta/30)$$

$$\theta d = \frac{n\theta}{30} \text{ (}\theta d \text{ em radianos)}$$

Escolhe-se θd entre $\pi/3$ e $2\pi/3$

Sendo dada P_u (potência necessária para manter a temperatura desejada), determine-a por aproximação, aumentando uma a uma as lâmpadas de 40 ou 60 W e medindo a temperatura; conseguirá então uma P_u aproximada. A partir daí, dimensiona-se n_L e P_L.

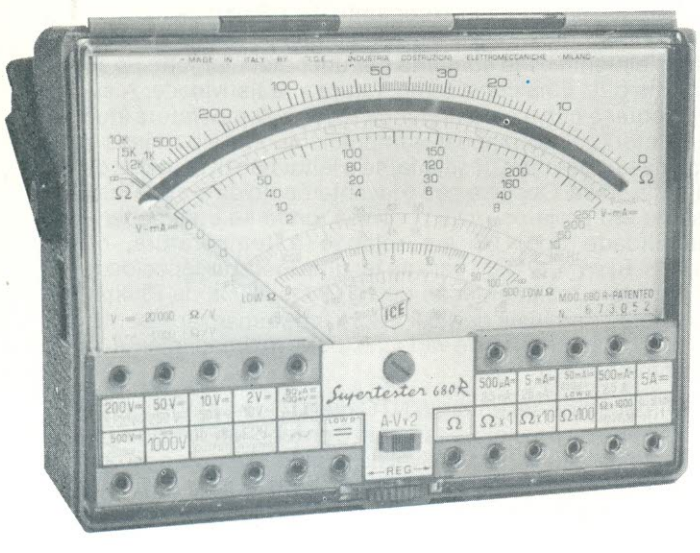
NTC — dimensionado em função da curva temperatura x resistência (feita com o potenciômetro de 10 k) e através da curva R_{NTC} x °C ou do R_{NTC} para a temperatura desejada. Utilize NTCs Philips com valores entre 1k5 e 3k3, empregando associação série, paralelo ou mista que for necessária.

TRIAC — use TRIACs com uma corrente máxima permissível superior à corrente máxima total (conseguida com a máxima potência dissipada permissível).

Obs.: No meu caso (T = 40°C), utilizei:
$n_L = 10$; $P_L = 100$ W (130 V); $R_p = 470$ ohms; 2 NTCS em paralelo (2K2 e 1K3); TRIAC = TIC 263D (400 V/25 A).

Em seguida, é só ajustar a temperatura desejada (faça-o com calma, tomando medidas de temperatura de 5 em 5 minutos, até atingir a temperatura desejada). Deixe R_p na posição em que está e espere uns 15 minutos; se a temperatura se mantiver, tudo bem; se não, repita o processo. Se você dimensionou tudo bem, não terá dores de cabeça.

O SUPERTESTER PARA TÉCNICOS EXIGENTES!!!



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS MOD. 680R

10 funções, com 80 faixas de medição:

VOLTS C.A. — 11 faixas de medição: de 2 V a 2500 V
VOLTS C.A. — 13 faixas de medição: de 100 mV a 2000 V
AMP. C.C. — 12 faixas de medição: de 50 uA a 10 A
AMP. C.A. — 10 faixas de medição: de 200 uA a 5 A
OHMS — 6 faixas de medição: de 1/10 de ohm a 100 megohms
REATANCIA — 1 faixa de medição, de 0 a 10 Megohms
CAPACITANCIA — 6 faixas de medição: de 0 a 500 pF — de 0 a 0,5 uF — e de 0 a 50 000 uF, em quatro escalas
FREQUÊNCIA — 2 faixas de medição: de 0 a 500 e de 0 a 5000 HZ
V SAÍDA — 9 faixas de medição: de 10 V a 2500 V
DECIBÉIS — 10 faixas de medição: de -24 a + 70 dB

Fornecido com pontas de prova, garras jacaré, pilhas, manual e estojo.

PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

Estamos admitindo representantes ou vendedores autônomos

PEÇAM FOLHETOS ILUSTRADOS COM TODOS OS INSTRUMENTOS FABRICADOS PELA «I.C.E.» — INDÚSTRIA COSTRUZIONI — ELETTROMECCANICHE, MILÃO

Comercial Importadora Alp Ltda.

Alameda Jaú, 1528 — 4.º andar — conj. 42 — fone: 881-0058 (direto) 852-5239 (recados) CEP 01420 — S. Paulo — SP

CIRCUITOS RETIFICADORES MONOFÁSICOS COM FILTROS RC

Procedimento no Projeto
Conclusão —

Alexander Lieders

Introdução

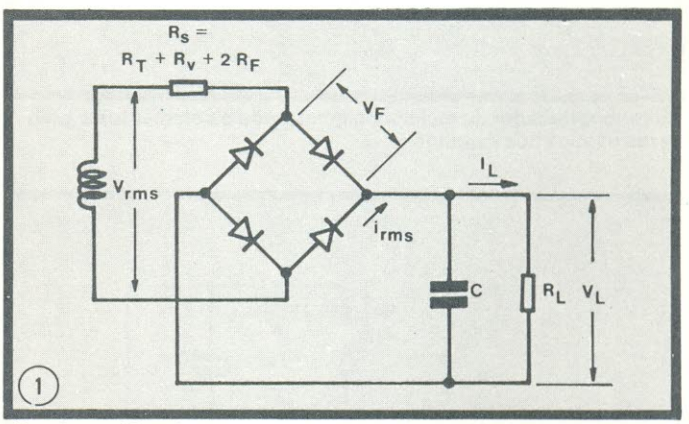
Na primeira parte deste artigo (ref. 1), deduzimos o conjunto completo de equações referentes à combinação retificador semicondutor/filtro RC, alimentada a transformador, equações que estão reunidas aqui, na Tabela 2. O uso das equações, porém, poderá tomar um tempo considerável, razão pela qual são fornecidos também alguns nomogramas, desenvolvidos a partir das equações, que proporcionam um meio simples, rápido e preciso de se projetar os circuitos práticos. Mais à frente é fornecida uma seqüência passo a passo de como utilizar tais nomogramas.

Tanto os cálculos baseados nas equações como os nomogramas requerem, do projetista, algumas considerações iniciais sobre o tipo de circuito que será utilizado (figuras 1 a 4), sobre a potência de saída, etc., a fim de selecionar os retificadores adequados. Se, em seguida, for adotado o procedimento de projeto aqui fornecido, os valores serão calculados de modo a permitir ao projetista uma escolha precisa dos resistores e capacitores, além de se verificar a adequação dos diodos retificadores selecionados.

Por fim, uma comparação entre valores obtidos por meios teóricos e os conseguidos através de medições, em oito circuitos práticos diferentes, mostra que as equações (e o nomogramas) constituem uma descrição adequada dos circuitos reais, além de representarem um considerável aperfeiçoamento sobre os métodos previamente utilizados.

Procedimento de cálculo

É preciso, em primeiro lugar, definir as características V_L e I_L (e portanto R_L) de saída, e impor um limite ao fator de ripple "r" (esses e outros símbolos utilizados neste artigo são definidos na Tabela 1) (Observe que a freqüência angular $\omega = 2\pi f$ da rede é conhecida). Em seguida, selecione os diodos de capacidade adequada, tendo em mente o tipo de circuito; ou seja, a corrente direta média do diodo ($I_{F(AV)}$) é igual a I_L, nos circuitos meia-onda e dobrador de tensão, e igual 1/2 I_L nos circuitos onda completa e ponte. O valor de $I_{F(AV)}$ deve ser inferior a $I_{F(AV)max}$ para o diodo e I_{FRM} deve ser superior a $6I_{F(AV)}$. O valor de V_{RWM} para o diodo deve ser superior a 1,5 V_L para circuitos ponte e dobrador, e superior a 3 V_L, para os circuitos de meia-onda e onda completa.



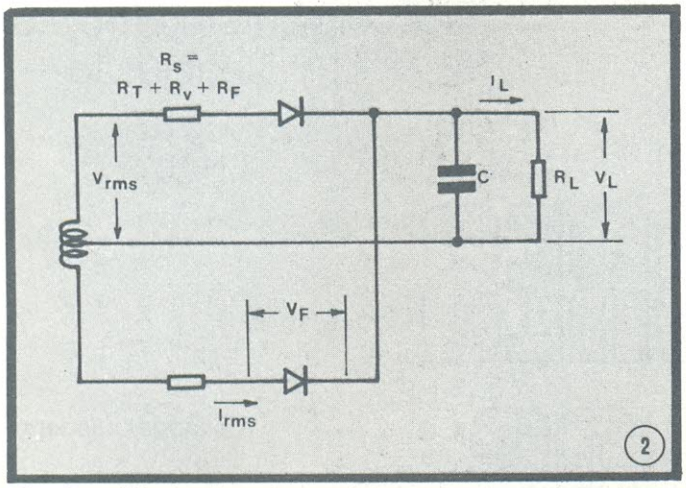
Circuito retificador em ponte mostrando os elementos e grandezas usados nos cálculos.

Calcula-se então os valores de V_F e R_F, a partir da curva $V_F \times I_F$ máxima do diodo, da forma apresentada na figura 5b. V_F e R_F são dados por:

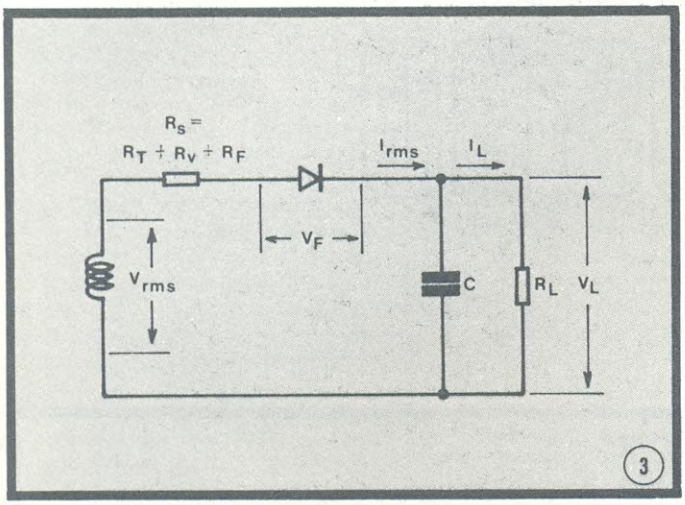
$$V_F = 2\,V_{F2} - V_{F1}$$

$$R_F = \frac{2(V_{F1} - V_{F2})}{I1}$$

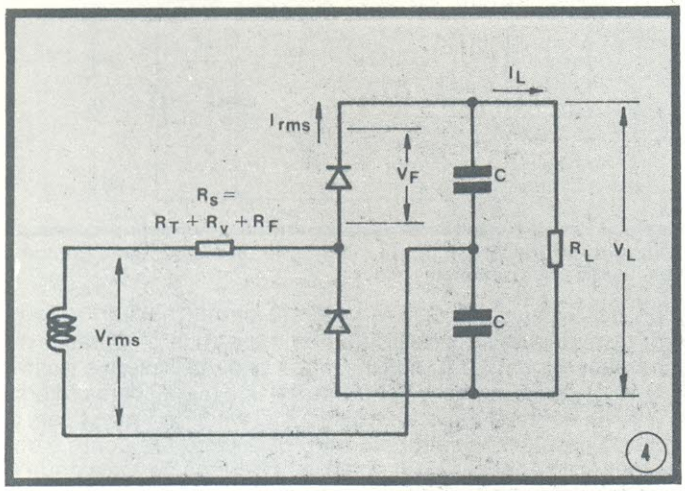
▷



Circuito retificador de onda completa mostrando os elementos e grandezas usados nos cálculos.



Circuito retificador de meia onda mostrando os elementos e grandezas usados nos cálculos.



Circuito do dobrador simétrico de tensão mostrando os elementos e grandezas usados nos cálculos.

onde V_{F1} é a queda de tensão direta do diodo a uma corrente $I_1 = 6\, I_{F(VA)}$ e V_{F2} é a queda de tensão direta do diodo a uma corrente 1/2I1 (selecionou-se o valor de $6I_{F(AV)}$ para I1, já que ele representa o valor típico da corrente de pico do diodo durante a condução. V_F e R_F talvez tenham que ser recalculados, caso a corrente de pico do diodo, obtida mais tarde, não esteja dentro de $\pm$ 10% de 6 $I_{F(AV)}$).

Para iniciar os cálculos, é necessário estimar o valor de R_S, que inclue R_F e a resistência R_T do transformador, juntamente com o valor do resistor limitador R_V. O valor de R_S situa-se, geralmente, entre 1 e 10% de R_L; seu valor mínimo é determinado pelo pico de corrente de surto permitido através do diodo selecionado. Assim que for obtida uma boa estimativa de R_S, os cálculos prosseguem de maneira descrita a seguir.

1) Determine o valor de A, usando a equação 26 ou 34, de acordo com o tipo de circuito retificador. Conhecido o valor de A, pode-se obter então α, a partir da Tabela 2 da primeira parte (ref. 1), ou do Nomograma 1; não é fácil calculá-lo pela equação 27 ou 35.

2) A corrente direta repetitiva, de pico, para o diodo (I_{FRM}) é fornecida pela equação 33 ou 41. Caso o valor de I_{FRM}, obtido por esse cálculo, diferir mais de 10% de 6 $I_{F(AV)}$ (que foi usada para determinar R_F e V_F), então I_{FRM} deve assumir o valor de I1 na determinação de novos valores para R_F e V_F, e os cálculos subseqüentes devem ser repetidos.

3) Determine o valor do capacitor de filtro C, a partir da equação 31 ou 39. Adote, para os cálculos seguintes, o próximo maior valor comercial de capacitor.

4) Determine tg δ, partindo da equação 28 ou 36.

5) A tensão secundária em circuito aberto do transformador, V_{RMS}, pode agora ser determinada, usando-se a equação 29 ou 37.

6) A corrente RMS do diodo, I_{RMS}, pode ser calculada por meio da equação 32 ou 40.

7) A tensão máxima de trabalho suportada pelo diodo é dada por

$$V_{RWM} \geq \sqrt{2}\, V_{RMS} \qquad (55)$$

para retificadores em ponte; e por

$$V_{RWM} \geq 2\sqrt{2}\, V_{RMS} \qquad (56)$$

para retificadores de meia-onda, onda completa e para o dobrador de tensão (observe que, devido ao filtro RC, é preciso aplicar as condições de carga capacitiva).

8) A máxima corrente de surto possível é

$$I_{FSM} = \frac{\sqrt{2}\, V_{RMS} - k\, V_F}{R_S} \qquad (57)$$

onde k = 1 para os circuitos de meia-onda, onda completa e dobrador e k = 2 para os circuitos em ponte. O valor da corrente de surto fornecida pela equação 57 deve ser comparada à característica de surto em um ciclo único do diodo proposto.

9) A potência dissipada pelo diodo é

$$P_D = \frac{V_F I_L}{q} + I^2_{RMS}\, R_F \qquad (58)$$

TABELA I

Relação de símbolos utilizados na análise

SIMBOLO	DEFINIÇÃO
C	capacitor do filtro
D	diodo do filtro
f	frequência da rede
$I_{C(RMS)}$	valor RMS da corrente de *ripple* do capacitor
$I_{F(AV)}$	corrente direta média pelo diodo
$I_{F(AV)max}$	valor máximo permitido para a corrente média direta do diodo
I_{FIM}	máxima corrente de surto
I_{FRM}	corrente direta de pico, repetitiva, através do diodo
I_L	corrente de carga
I_{RMS}	valor RMS da corrente do diodo
i_{1-2}	valor instantâneo da corrente por R_S durante o período 1-2
P_D	dissipação em potência do diodo retificador
P_V	dissipação em potência do resistor limitador
Q	carga elétrica
R_F	resistência direta do diodo (definida na fig. 1)
R_{FD}	resistência direta do diodo (definida por métodos tradicionais)
R_L	resistência da carga
R_S	resistência da fonte ($R_T + R_V + R_F$ ou $R_T + R_V + 2R_F$)
R_T	resistência do transformador vista do secundário
R_V	resistência limitadora
r	fator de *ripple* ($V_{C(RMS)}/V_L$)

SIMBOLO	DEFINIÇÃO
T	período da tensão da rede
t	tempo
V_{CM}	valor de pico da tensão de *ripple* num dobrador
$V_{C(RMS)}$	valor RMS da tensão de *ripple* do capacitor
V_F	tensão direta do diodo (definida na fig. 1)
V_{FD}	tensão direta do diodo (definida por métodos tradicionais)
V_L	valor médio da tensão flutuante retificada
V_M	tensão secundária de pico
V_{RMS}	valor RMS da tensão de entrada do filtro
V_{RWM}	tensão de trabalho, de crista, no diodo
v	tensão secundária em circuito aberto, no transformador
v_L	valor instantâneo da tensão retificada
v_n	porção negativa retificada e invertida da entrada de um filtro para dobrador
v_p	porção retificada positiva da entrada de um filtro para dobrador
v_1	valor mínimo de v_L
v_2	valor máximo de v_L
x	$= \omega t$
α	metade do ângulo de condução
δ	defasagem entre o pico da tensão senoidal de entrada e a metade do ângulo de condução
ϕ	$= \alpha - x$
ω	frequência angular da rede

onde q = 1 para o dobrador e o retificador de meia-onda e q = 2 para os retificadores em ponte e onda completa. É preciso dar uma tolerância adicional, também, devido à potência dissipada pelas corrente de fuga, quando os diodos estão reversamente polarizados. A ref. 2 fornece os meios de se determinar essa tolerância.

10) Com os valores calculados até aqui, verifique se o diodo originalmente selecionado possui as características necessárias à aplicação. Caso contrário, seleciona-se outro diodo e repete-se os cálculos.

11) A corrente RMS através do capacitor de filtro é de

$$I_{C(RMS)} = (2\, I_{RMS} - I^2_L)^{1/2} \qquad (59)$$

para os circuitos de onda completa e ponte; e é de

$$I_{C(RMS)} = (I^2_{RMS} - I^2_L)^{1/2} \qquad (60)$$

para os circuitos de meia-onda e dobrador. Esta corrente deve ser inferior à corrente de *ripple* estabelecida pelo fabricante do capacitor.

12) Por fim, verifique a dissipação do resistor limitador, se houver:

$$P_V = R_V I^2_{RMS} \qquad (61)$$

Os nomogramas

Nomogramas desfrutam de uma série de vantagens em cálculos deste tipo. Poupam a tediosa execução de contas, como aquelas que seriam necessárias por meio das equações 27, 32, 35 e 40; fornecem soluções rápidas, com uma precisão razoável aos objetivos de engenharia; e ainda permitem a visualização rápida do efeito das tolerâncias e variações nos valores dos componentes. Utilizados em conjunto, os nomogramas obtidos a partir das equações deduzidas neste artigo oferecem os quatro valores básicos - V_{RMS}, I_{RMS}, I_{FRM} e C - em um tempo mínimo. Partindo da quantidade adimensional A, obtida a partir da equação 26 ou 34, os nomogramas fornecem os valores dos fatores B, D, F, K e M, que são empregados em cálculos simples, para se obter os valores básicos dos circuitos.

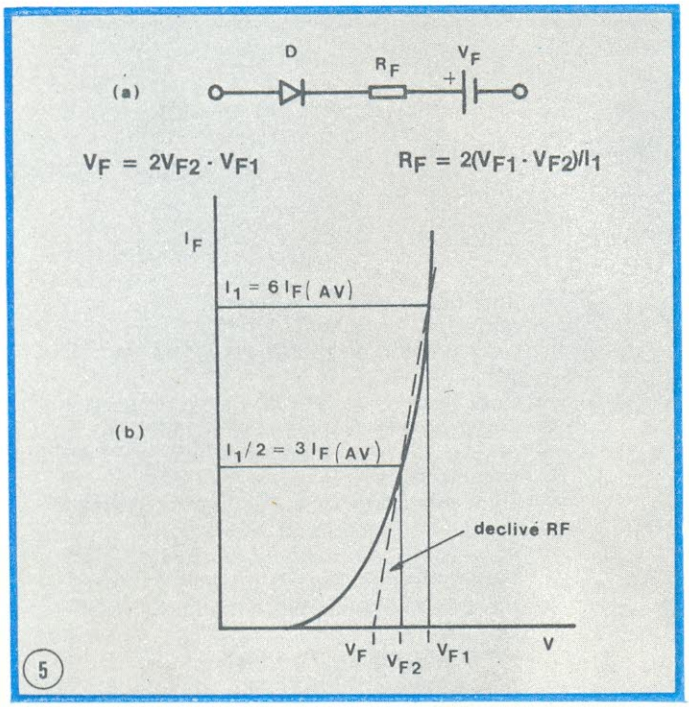
O *nomograma 1* dá o valor de α, em graus ou radianos, para utilização posterior nos cálculos.

O *nomograma 2* é o primeiro a substituir cálculos, fornecendo o fator B a partir da quantidade A. O fator B é utilizado no cálculo do valor do capacitor de filtro C necessário para se obter um certo fator de *ripple* r:

$$C = \frac{B}{r\,\omega\,R_L} = \frac{B}{2\pi\, rfR_L}$$

onde a freqüência f é dada em Hz e a resistência de carga R_L, em ohms. Use o nomograma adequado a cada tipo de circuito retificador.

▷



(a) Circuito equivalente para o diodo retificador, utilizado como modelo para fins de cálculo.
(b) Método para se determinar os parâmetros do circuito equivalente, a partir das características publicadas sobre o diodo.

O *nomograma 3* fornece o valor do fator D, para se calcular o valor de tg δ ., que será utilizada no nomograma 4:

$$\text{tg}\,\delta = \frac{D}{\omega\, CR_S} . = \frac{D}{2\,\pi\, fCR_S}$$

onde C é o valor do capacitor de filtro, em farads; f é dada em hertz e R_S, em ohms.

O *nomograma 4* usa o valor de tg δ , obtido através do nomograma 3, para determinar V_{RMS}, por intermédio do fator F:

$V_{RMS} = F(V_L + V_F)$ - para os retificadores de meia-onda e onda completa

$V_{RMS} = F(V_L + 2\,V_F)$ - para os retificadores em ponte

$V_{RMS} = F(V_L + 2\,V_F)/2$ - para os dobradores simétricos

O *nomograma 5* fornece o valor do fator K, a partir do qual pode-se calcular I_{RMS}:

$I_{RMS} = KI_L$ para dobradores e circuitos de meia-onda

$I_{RMS} = KI_L/2$ para circuitos em ponte e onda completa

O *nomograma 6* fornece o fator M, a partir do qual é possível determinar a corrente direta, repetitiva, de pico (I_{FRM}):

$I_{FRM} = MI_L$ para dobradores e circuitos meia-onda

$I_{FRM} = MI_L/2$ para circuitos em ponte e onda completa

Todos os seis nomogramas aparecem no final deste artigo.

Comparação entre valores calculados e medidos

A fim de verificar a precisão dos métodos de cálculo, construiu-se uma série de circuitos retificadores práticos, com seus filtros RC, e mediu-se suas propriedades. Foi utilizado um transformador de alimentação de resistência conhecida e o capacitor era do tipo poliester, cujo valor podia ser medido com precisão. As características dos diodos retificadores foram determinadas individualmente, por meio de um traçador de curvas. Todos os resistores foram também medidos individualmente.

Circuito em ponte

A ponte retificadora foi a primeira a ser examinada. Seus vários componentes estão identificados na figura 6:

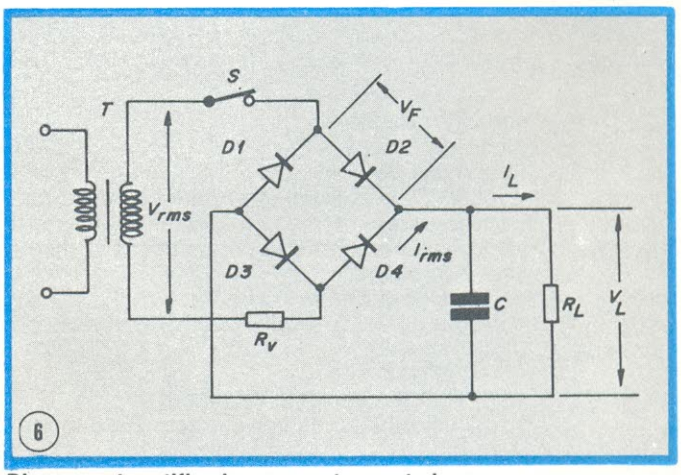


Diagrama do retificador em ponte montado para se comparar os valores medidos com os calculados.

Transformador de força-	tensão de entrada variável, R_T = 4,94 ohms
Diodos D1 a D4-	BAX13, V_F = 0,77 V, R_F = 5,75 ohms
Resistor limitador-	R_V = 3,28 ohms
Carga-	R_L = 497 ohms
Capacitor de filtro-	C = 37,5 µF

A tensão aplicada ao primário do transformador foi ajustada de forma a fornecer V_L = 10 V. Medindo-se as tensões de pico e RMS sobre R_V, pode-se determinar os valores de I_{RMS} e I_{FRM}. Mediu-se também a tensão pico a pico de *ripple* sobre R_L e, com ela, calculou-se o valor de $V_{C(RMS)}$. Os ângulos α e δ foram determinados através de um osciloscópio. O valor de V_{RMS} foi medido com a chave S aberta. Os valores resultantes foram:

V_{RMS} = 9,5 V
I_{RMS} = 26,7 mA
I_{FRM} = 91,6 mA
r = 0,0894
α = 34° (0,5934 rad)
δ = 10° (0,1745 rad)

Valores calculados

Utilizando o procedimento de cálculo apresentado, o circuito pode ser projetado a partir dos seguintes dados:

V_L = 10 V	R_L = 497 ohms
$I_L = V_L/R_L$ = 20,1 mA	V_F = 0,77 V
R_F = 5,75 ohms	R_T = 4,94 ohms
R_V = 3,28 ohms	C = 37,5 µF
ω = 120 rad/s (f = 60 Hz)	

Os valores requeridos são os de V_{RMS}, I_{RMS}, I_{FRM}, r, α e α δ . A resistência da fonte é de

$$R_S = R_T + R_V + 2R_F = 19{,}7 \text{ ohms}$$

Calcula-se, então, o valor de A:

OFERTAS DO MÊS

Circuitos Integrados

uA725HC	-	LINEAR	de	258,50	por	200,00
TBA810	-	LINEAR	de	93,00	por	85,00
uA3052	-	LINEAR	de	201,50	por	150,00
uA4136	-	LINEAR	de	113,50	por	90,00
uA7815UC	-	LINEAR	de	85,50	por	75,00
uA7918UC	-	LINEAR	de	136,00	por	110,00
LM309K	-	LINEAR	de	193,50	por	160,00
LM387N	-	LINEAR	de	134,50	por	109,50
LM567CH	-	LINEAR	de	223,00	por	160,00
LM304H	-	LINEAR	de	337,50	por	260,00
LM391N-80	-	LINEAR	de	227,80	por	180,00
7426	-	TTL	de	27,50	por	22,00
7432	-	TTL	de	27,00	por	22,00
7446	-	TTL	de	80,00	por	60,00
7489	-	TTL	de	199,00	por	150,00
7490	-	TTL	de	44,00	por	35,00
74123	-	TTL	de	52,50	por	45,00
74132	-	TTL	de	65,50	por	45,00
74170	-	TTL	de	177,00	por	140,00
74175	-	TTL	de	76,00	por	60,00
74191	-	TTL	de	94,50	por	65,00
74192	-	TTL	de	83,50	por	60,00
74194	-	TTL	de	81,50	por	60,00
74S112	-	TTL SCHOTTKY	de	99,50	por	86,50
4019	-	CMOS	de	51,50	por	35,00
4023	-	CMOS	de	42,00	por	30,00
4518	-	CMOS	de	95,50	por	75,00
TIL126	-	OPTOACOPLADOR	de	252,00	por	180,00
TIL111	-	OPTOACOPLADOR	de	125,00	por	65,00
TMS4039	-	RAM = 2101	de	468,00	por	200,00
LD130	-	CONV. A/D	de	705,00	por	500,00

Trans. Diodos Leds Displays

TIP 30B	-	TRANSISTOR	de	36,50	por	30,00
TIP 36	-	TRANSISTOR	de	162,00	por	130,00
TIP 120	-	TRANSISTOR	de	40,50	por	35,00
TIP 122	-	TRANSISTOR	de	60,00	por	45,00
2N 2222	-	TRANSISTOR	de	41,50	por	35,00
2N 2646	-	TRANSISTOR	de	56,00	por	40,00
2N 3773	-	TRANSISTOR	de	368,50	por	200,00
BC 307	-	TRANSISTOR	de	13,00	por	6,00
BC 338	-	TRANSISTOR	de	7,71	por	6,00
BC 547	-	TRANSISTOR	de	9,61	por	7,00
BC 557	-	TRANSISTOR	de	14,00	por	7,50
BD 379	-	TRANS.= BD 139	de	35,50	por	30,00
BD 380	-	TRANS.= BD 140	de	35,50	por	30,00
TIC 106D	-	SCR	de	63,50	por	48,00
TIC 126D	-	SCR	de	105,00	por	80,00
TIC 216D	-	TRIAC	de	89,50	por	67,50
1N 748	-	DIODO ZENER 5,1V	de	11,00	por	7,00
1N 971B	-	DIODO ZENER 27,0V	de	11,00	por	7,00
1N 4733	-	DIODO ZENER 5,1V	de	13,00	por	10,00
NSL5053	-	LED VERDE C/ SUP.	de	121,50	por	90,00
NSL5056	-	LED VERMELHO 5mm	de	11,50	por	9,00
FPE 100K	-	EMISSOR INFRAVERM.	de	116,50	por	80,00
FPE 500	-	EMISSOR INFRAVERM.	de	194,50	por	150,00
TIL 31	-	EMISSOR INFRAVERM,	de	126,00	por	90,00
MAN 72A	-	DISPLAY A/Comum	de	166,00	por	90,00
MAN 2815	-	DISPL. ALFANUMÉRICO	de	5.329,00	por	4.200,00
NSN 583	-	DISP. DUPLO C/Com.	de	213,50	por	100,00
NSN 584	-	DISP. DUPLO A/Com.	de	213,50	por	100,00
TIL 311	-	DISP. c/ CHIP	de	1.471,00	por	1.200,00
TIL 312	-	DISPLAY A/Comum	de	203,00	por	180,00
TIL 321	-	DISPLAY A/Comum	de	219,00	por	180,00

Instrumentos

1307	- OSCILOSCÓPIO 7MHz - LABO 1 traço	29.899,00
5205	- OSCILOSCÓPIO 10MHz - LABO 1 traço	43.636,50
5106	- OSCILOSCÓPIO 12MHz - LABO 2 traços	52.363,50
5210	- OSCILOSCÓPIO 15MHz - LABO 2 traços	71.919,00
GP-02	- GERADOR DE BARRAS - LABO	16.970,00
AT-1	- ANALISADOR DE TRANSISTORES - LABO	12.929,00
3405	- GERADOR DE AUDIO - LABO (A-17-B)	12.929,00
4402	- VOLTÍMETRO ELETRÔNICO - LABO (VAV-71B)	17.778,00
7105	- FREQUENCÍMETRO - LABO	24.242,00
GF-03	- GERADOR DE FUNÇÕES - LABO	12.525,00
3801	- GERADOR DE CONVERGÊNCIA - LABO	2.990,00
FR2550	- FONTE DE ALIMENTAÇÃO REG. - LABO	12.525,50
FR2515	- FONTE DE ALIMENTAÇÃO REG. - LABO	12.929,50
FR2504	- FONTE BE ALIMENTAÇÃO REG. - LABO	11.717,00
FR3015	- FONTE DF ALIMENTAÇÃO REG. - LABO	15.525,50
1502	- PROVADOR DE CINESCÓPIOS - LABO (PC-1)	15.757,50
YX360TR	- MULTIMETRO ANALÓGICO - SANWA	3.528,00
TR700	- MULTIMETRO ANALÓGICO - SANWA	7.137,00
501ZXTR	- MULTIMETRO ANALÓGICO - SANWA	7.236,00
SH-63TRD-II	- MULTIMETRO ANALÓGICO - SANWA	5.345,00
320 X-B	- MULTIMETRO ANALÓGICO - SANWA	7.024,00
AT-45	- ANALISADOR DE TRANSISTORES - SANWA	5.257,00
AF-105	- MULTIMETRO ANALÓGICO - HIOKI	4.485,00
AS-100D	- MULTIMETRO ANALÓGICO - HIOKI	7.475,00
OL-64D	- MULTIMETRO ANALÓGICO - HIOKI	3.887,00
A-10	- MULTIMETRO ANALÓGICO - HIOKI	14.394,00
3201	- MULTIMETRO DIGITAL - HIOKI	11.853,50
105 FET	- MULTIMETRO ANALÓGICO - HIOKI	10.160,50
P-32	- MULTITESTE ANALÓGICO - HIOKI	847,00
L-55	- MULTITESTE ANALÓGICO - HIOKI	6.209,00
3101	- AMPERÍMETRO ALICATE - HIOKI (CT-300)	7.391,00
680R	- MULTIMETRO ANALÓGICO - ICE	5.830,50
680G	- MULTIMETRO ANALÓGICO - ICE	4.664,50
MICRO 80	- MULTIMETRO ANALÓGICO - ICE	3.776,50
DOLOMITI ESPECIAL	- MULT. ANALÓGICO - CARLOS GAVAZI	6.500,00
MAJOR USI	- MULT. ANALÓGICO - CARLOS GAVAZZI	6.000,00
SM-301	- GERADOR DE SINAIS DE FM - TRIO	50.000,00
DM-800	- MED. de INTENSIDADE DE CAMPO - TRIO	15.000,00
DPM 2000	- MILIVOLTÍMETRO 0-100mV - ENGRO	9.000,00

Diversos

7201 SY	- CHAVE C&K; 3 pl/2 pos	de	173,00	por	131,00
7205 J3	- CHAVE C&K; 2 pl/3 pos	de	417,00	por	320,00
8225 J81	- CHAVE C&K; 2 cont.inv	de	302,50	por	263,50
60 T 6	- ESTAÇÃO UNGAR -	de	4.455,50	por	3.450,00
60 T 7	- ESTAÇÃO UNGAR -	de	4.455,50	por	3.450,00
2405180	- CON CIRC.IMP.15 PS -	de	198,00	por	123,00
2405230	- CON CIRC.IMP.15 PD -	de	265,00	por	210,00
2405540	- CON CIRC.IMP.35 PMch -	de	536,00	por	450,00
2405550	- CON CIRC.IMP.36 PPm -	de	230,50	por	148,00
2420030	- CON. PLAST. 6 pinos -	de	19,00	por	17,00
8600020	- SOQUETE P/ CI 8 P.NAC	de	15,00	por	10,00
8600030	- SOQUETE P/ CI 14 P.IMP	de	19,50	por	16,50
8600035	- SOQUETE P/ CI 14 P.IMP	de	20,00	por	13,00
8600055	- SOQUETE P/ CI 14 P.NAC	de	17,00	por	15,00
8600075	- SOQUETE P/ CI 16 P.IMP	de	21,50	por	17,00
8600080	- SOQUETE P/ CI 16 P.IMP	de	21,50	por	20,00
TRIMPOT DE PRECISÃO + 2K - 15V1t		de	101,50	por	70,00
TRIMPOT DE PRECISÃO - 50K - 15V1t		de	101,50	por	70,00
TRIMPOT DE PRECISÃO -100K - 15V1t		de	101,50	por	70,00
CRISTAL P/OSCILADOR 100KHz		de	1.045,00	por	900,00
POTENC. DE FIO FE-AD 30ohm X 4W		de	72,50	por	40,00
POTENC, LINEAR S/CHAVE 100Kohms		de	28,00	por	16,00
PORTA FUZIVEL REF: 50 - JOTO		de	92,50	por	76,00
MINICELL- ELIMIN. de PILHAS - 9,5V		de	232,50	por	195,00
SUPORTE P/ PILHAS SP-13		de	14,50	por	12,50

FILCRES

FILCRES IMP. REPRES. LTDA.
RUA AURORA, 165
CEP 01209 — CAIXA POSTAL 18767
FONE: 223-7388
RAMAIS: 2 — 18 — 19 — 20

Utilize o nosso crediário!

OFERTAS DO MES OFERTAS DO MES OFERTAS DO MES OFERTAS DO MES OFERTAS DO MES OFERTAS DO ME

TABELA 2
EQUAÇÕES DEDUZIDAS NA 1.ª PARTE

Incógnita	refere-se ao nomograma	Equações					
		onda completa	ponte	nº da equação	meia-onda	dobrador simétrico	nº da equação
A		$A = \frac{2(V_L + V_F)\,R_L}{V_L R_s}$	$A = \frac{2(V_L + 2V_F)\,R_L}{V_L R_s}$	(26)	$A = \frac{(V_L + V_F)\,R_L}{V_L R_s}$	$A = \frac{(V_L + 2V_F)\,R_L}{2V_L R_s}$	(34)
a	1	$tg a - a = \frac{\pi}{A}$		(27)	$tg a - a = \frac{\pi}{A}$		(35)
C	2	$C = \frac{\frac{\pi}{2} - a}{r\omega R_L \sqrt{3}}$		(31)	$C = \frac{\pi - a}{r\omega R_L \sqrt{3}}$	$C = \frac{\pi - 2a}{r\omega R_L \sqrt{3}}$	(39)
δ	3	$tg\delta = \frac{\pi - 2a}{A\omega C R_s tg a}$		(28)	$tg\delta = \frac{\pi - a}{A\omega C R_s tg a}$		(36)
V_{rms}	4	$V_{rms} = \frac{V_L + V_F}{\sqrt{2}\,.\,cos a\, cos\delta}$	$V_{rms} = \frac{V_L + 2V_F}{\sqrt{2}\,.\,cos a\, cos\delta}$	(29)	$V_{rms} = \frac{V_L + V_F}{\sqrt{2}\,.\,cos a\, cos\delta}$	$V_{rms} = \frac{V_L + 2V_F}{2\sqrt{2}\,.\,cos a\, cos\delta}$	(37)
I_{rms}	5	$I_{rms} = \frac{AI_L}{2cos a\, cos\delta} \left[\frac{\ell + m + p}{2\pi}\right]^{1/2}$		(32)	$I_{rms} = \frac{AI_L}{cos a\, cos\delta} \left[\frac{\ell + m + p}{2\pi}\right]^{1/2}$		(40)
I_{FRM}	6	$I_{FRM} = \frac{AI_L\,(1 - cos a)}{2\,cos a}$		(33)	$I_{FRM} = \frac{AI_L\,(1 - cos a)}{cos a}$		(41)

Nota: ℓ, m, and p estão definidas abaixo

$$\ell = a + \frac{sen2a\, cos2\delta}{2} \qquad m = 2sen a\, sen^2\delta \left(\frac{a sen a}{3} - \frac{2(sen a - a cos a)}{a}\right) \qquad p = 2cos a\, cos^2\delta\,(a cos a - 2sen a)$$

$$A = \frac{2(V_L + 2V_F)}{V_L} \frac{R_L}{R_S} = 58{,}2$$

Do nomograma 1, temos que $\alpha = 0{,}524$ rad ($= 30°$).
Já que o valor de C é dado, a equação 31 é usada para se determinar o fator de *ripple* r:

$$r = \frac{\pi/2 - \alpha}{\omega C R_L \sqrt{3}} = 0{,}086$$

O próximo passo consiste em se calcular a tg δ, pela equação 28:

$$\text{tg} = \frac{2(\pi/2 - \alpha)}{A\,\omega C R_S\,\text{tg}\,\alpha} = 0{,}224$$

Portanto, $\delta = 12{,}6°$.
Da equação 29, temos que a tensão em aberto requerida para o secundário é de:

$$V_{RMS} = \frac{V_L + 2V_F}{\sqrt{2}\cos\alpha\cos\delta} = 9{,}65\text{V}$$

O valor de I_{RMS} é dado pela equação 32:

$$I_{RMS} = \frac{A I_L}{2\cos\alpha\cos\delta}\left(\frac{\ell + m + p}{2\pi}\right)^{1/2}$$

Como $\ell = 0{,}91595$, m $= -0{,}0043215$ e p $= -0{,}90211$ (observe que esses três fatores tem um grande efeito sobre I_{RMS}, devendo ser determinados até cinco algarismos significativos), temos:

$$I_{RMS} = 26{,}94\text{ mA}$$

O valor de I_{FRM} é fornecido pela equação 33:

$$I_{FRM} = \frac{A I_L(1 - \cos\alpha)}{2\cos\alpha} = 90{,}6\text{ mA}$$

Os nomogramas forneceriam praticamente os mesmos resultados.

Método alternativo de cálculo

Uma útil adaptação do método de Schade (ref. 3) foi feita por Dayal (ref. 4), que apresentou cálculos e procedimentos práticos de projeto que se revelaram de utilidade em altas tensões. Entretanto, os resultados obtidos com o método de Dayal, em baixas tensões, não são tão precisos como se desejaria; e isto já era esperado, já que consiste num método adaptado das válvulas retificadoras.

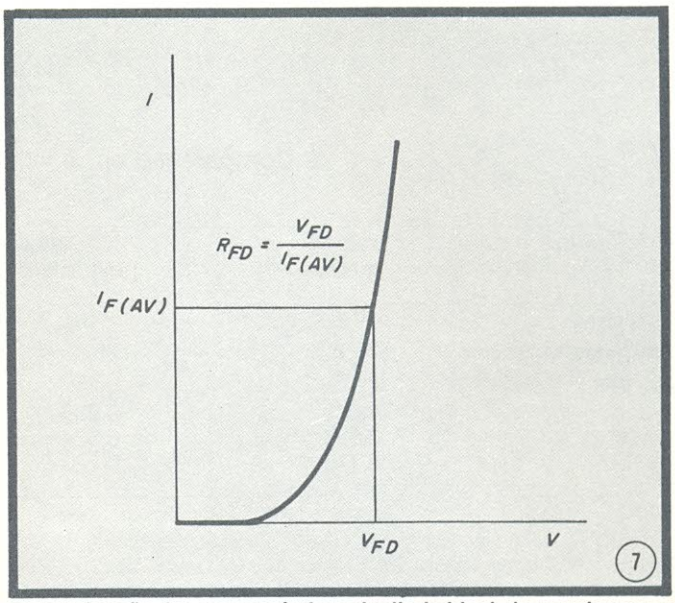
Com o objetivo de comparar a análise de Dayal com a empregada neste trabalho, o circuito retificador em ponte da fig. 6 foi projetado também por intermédio do método de Dayal.

A primeira e óbvia diferença está na determinação das características do diodo idealizado; a figura 7 nos mostra como isto é feito no livro citado pela ref. 4. Pelo método de Dayal, obtém-se os seguintes valores para os diodos BAX13:

Corrente média direta - $I_{F(AV)} = \frac{I_L}{2} = 10{,}05$ mA

Queda direta de tensão (à corrente calculada) - $V_{FD} = 0{,}8$ V

Resistência direta - $R_{FD} = \frac{V_{FD}}{I_{F(AV)}} = 79{,}6$ ohms



Determinação das características do diodo ideal, de acordo com o método da ref. 4.

Dessa forma, a resistência da fonte resulta:

$R_S = R_T + R_V + 2R_{FD} = 167$ ohms

Seguindo as instruções da ref. 4, as próximas quantidades a se calcular são

$$R_S/R_L \times 100 = 33{,}7\%$$

e

$$\omega R_L C = 7{,}03$$

Utilizando esses valores, o fator de ripple pode ser encontrado a partir da fig. 16 da ref. 4:

$$\frac{V_{C(RMS)}}{V_L} \times 100 = 6{,}8\%$$

O nomograma da ref. 4 (fig. 14) nos dá:

$$\frac{V_L}{V_{RMS}\sqrt{2}} \times 100 = 55\%$$

a partir do qual acha-se a tensão secundária em circuito aberto do transformador:

$$V_{RMS} = \frac{10}{55\sqrt{2}} \times 100 = 12{,}9\text{ V}$$

Calcula-se, em seguida, os seguintes valores:

$$R_S/2R_L \times 100 = 16{,}8\%$$

$$2\,\omega\,R_L C = 14$$

Em seguida, a partir da fig. 17 da ref. 4:

$$I_{RMS}/I_{F(AV)} = 2$$

e, portanto $I_{RMS} = 2 \times 10{,}05 = 20{,}1$ mA

A partir da fig. 18 da ref. 4:

$$I_{FRM}/I_{F(AV)} = 4{,}8$$

e, portanto $I_{FRM} = 4{,}8 \times 10{,}05 = 48{,}2$ mA

Sumário dos resultados

Na Tabela 3 temos a relação dos resultados obtidos através de medições e dos dois métodos de cálculo. O método de cálculo descrito neste artigo fornece resultados suficientemente precisos para os objetivos de engenharia, e, por outro lado, ficou clara a necessidade de algum aperfeiçoamento no circuito projetado pelo método da ref. 4.

Medições em outros circuitos

Em vários outros circuitos efetuou-se o mesmo processo ▷

TABELA 3

Comparação entre valores calculados e medidos

grandeza	valor medido	valores calculados: novo método	valores calculados: método da ref. 4	unidades
V_{RMS}	9,5	9,65	12,9	V
I_{RMS}	26,7	26,3	20,1	mA
I_{FRM}	91,6	90,5	48,2	mA
r	0,089	0,086	0,068	—
α	0,593	0,524	—	rad
δ	0,175	0,220	—	rad

de cálculo e medição descrito para o retificador em ponte. Os detalhes são dados na Tabela 4.

Com a finalidade de demonstrar a precisão relativa dos dois métodos de cálculo, montou-se gráficos do desvio porcentual, em relação aos resultados medidos, das grandezas r (figura 8), V_{RMS} (figura 9), I_{RMS} (figura 10) e I_{FRM} (figura 11), através da seguinte fórmula:

$$\frac{\text{valor calculado - valor medido}}{\text{valor medido}} \times 100\%$$

Conclusão

O valor da tensão secundária em aberto do transformador, V_{RMS}, calculado pelo método apresentado aqui, está bastante próximo do valor medido. Desse modo, um transformador calculado de acordo com tais cálculos fornecerá o desempenho desejado, sem modificações. O mesmo não se pode dizer de um transformador projetado de acordo com o método da ref. 4, especialmente em baixas tensões.

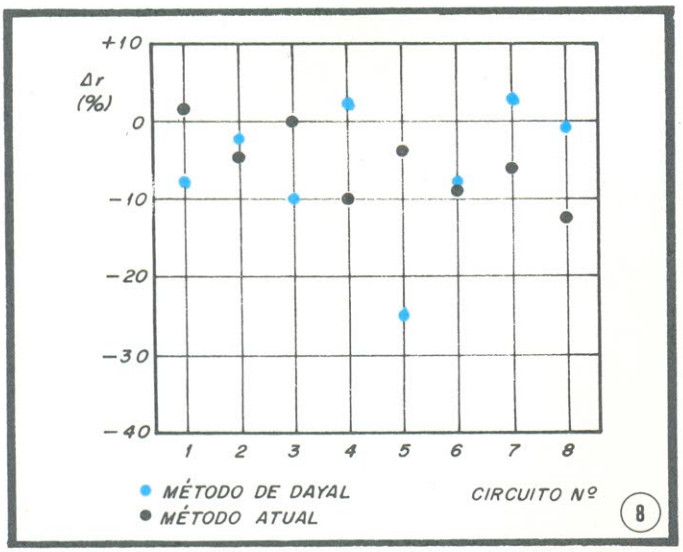
Além disso, os valores de I_{RMS} e I_{FRM} obtidos pelo método da ref. 4 são consideravelmente menores que os valores medidos e aqueles encontrados pelo método sugerido neste

TABELA 4

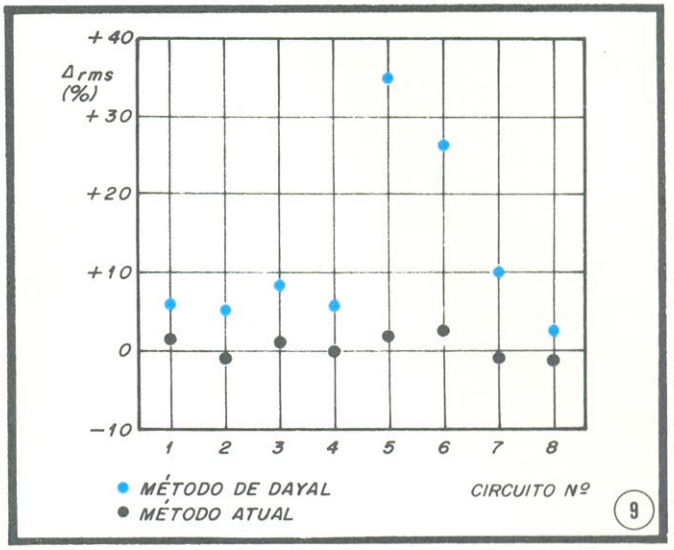
Valores encontrados em outros circuitos, no teste dos métodos de projeto

circuito tipo	nº	R_L (ohms)	V_L (V)	R_S: novo método	R_S: método ref. 4	C (μF)	tipo de diodo
meia-onda	1	497	30	6,3	21,2	37,5	BY126
	2	497	30	59	74	37,5	BY126
onda completa							
	3	497	30	7,3	32,4	37,5	2-BAX17
	4	497	30	59,2	85,1	37,5	2-BAX17
ponte	5	497	10	19,7	167	37,5	4-BAX13
	6	497	10	72,4	220	37,5	4-BAX13
dobrador	7	1540	40	59	113	18,75	2-BY126
ponte	8 (veja nota)	60	120	2,125	3,73	3137	BY224

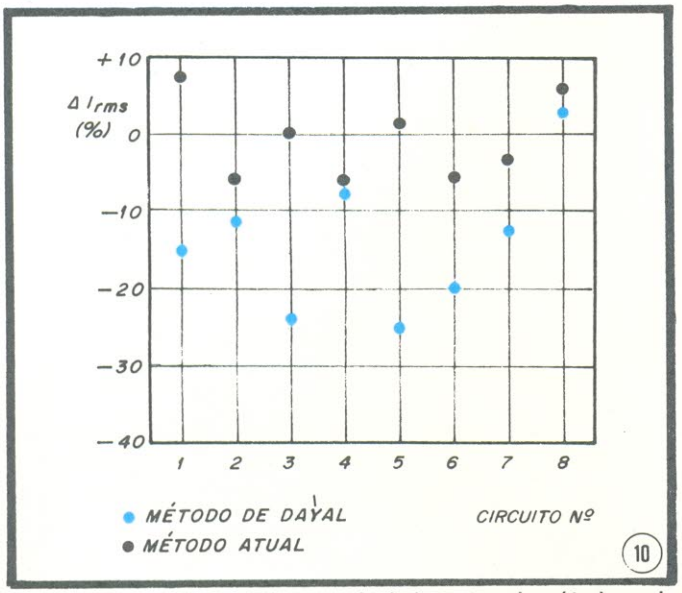
Nota: os valores do circuito 8 foram calculados com base na freqüência de rede de 50 Hz (enquanto os outros levaram em conta 60 Hz) e na utilização de um transformador adequado.



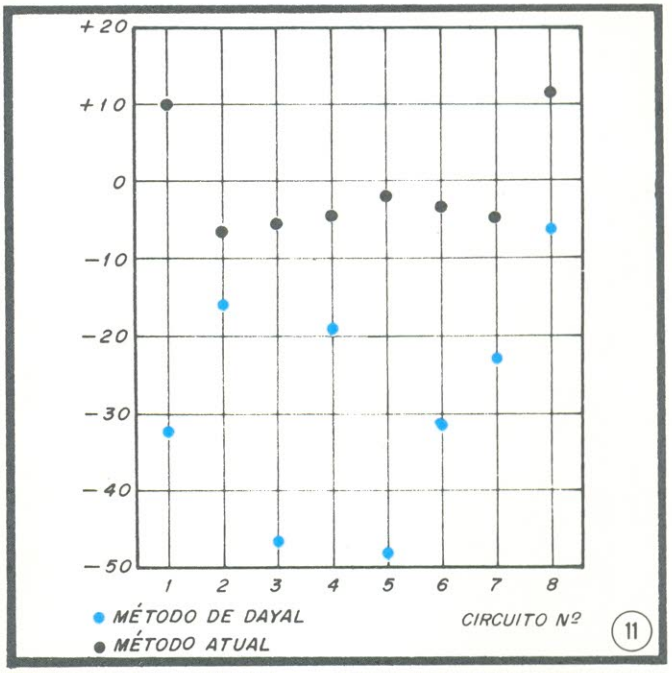
Desvio do valor medido do fator de *ripple* (r), calculado tanto pelo método sugerido aqui como pelo da ref. 4.



Desvio do valor medido de V_{RMS}, calculado tanto pelo método sugerido aqui como Pelo da ref. 4.



Desvio do valor medido de I_{RMS}, calculado tanto pelo método aqui sugerido como pelo da ref. 4.



Desvio do valor medido de I_{FRM}, calculado tanto pelo método aqui sugerido como pelo da ref. 4.

artigo. Existe, assim, a possibilidade de que um diodo selecionado nas bases do método convencional de cálculo vá trabalhar fora dos padrões, com uma conseqüente perda de confiabilidade e vida útil.

Pode-se afirmar, portanto, que as equações deduzidas na primeira parte deste artigo e que os nomogramas e o procedimento de cálculo desenvolvidos a partir delas devem ser os preferidos para o projeto de retificadores a semicondutor com filtros RC. E pode-se afirmar, também, que a adaptação do método de Schade, pelo fato de ter sido desenvolvido para retificadores a válvula, fornece resultados menos precidos, o que não é surpreendente, dadas as diferenças existentes entre os dispositivos semicondutores e termoiônicos.

Agradecimentos

O autor deseja expressar sua gratidão a P.E. Magyar, do Laboratório de Aplicações e Desenvolvimento da IBRAPE, São Paulo, Brasil, pelos seus conselhos e idéias na preparação destes artigos; a B.G. Starr, do Laboratório de Aplicações da Mullard, Mitcham, Grã Bretanha, pelo seu cuidadoso estudo do trabalho e sugestões úteis; a E.J. Hoefgeest, do Laboratório Central de Aplicações de Elcoma, Eidhoven, Holanda; e a todos os que auxiliaram na publicação deste trabalho.

Referências

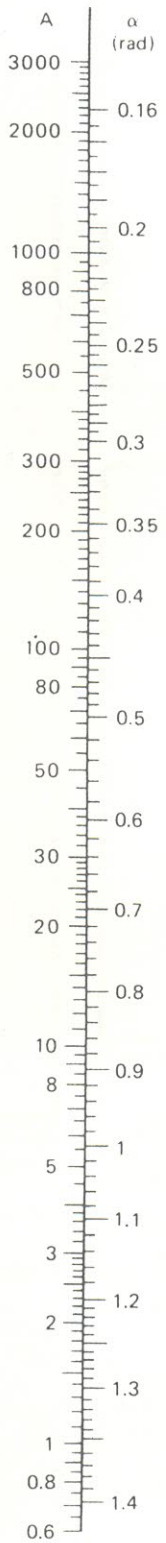
1. LIEDERS, A., "Circuitos retificadores monofásicos com filtros RC, Parte 1 — Teoria" — Nova Eletrônica, n.º 38, Abril 1980.

2. NOBLE, P.G., "Understanding rectifier diode data", Electronic Components and Applications, Vol. 1, n.º 1, outubro 1978, pág. 45 a 55. Disponivel também como Mullard Technical Information 74, TP1697/1, e como Philips Technical Information 051, código de ordem 9398 035 10011.

3. SCHADE, O.H., "Analysis of rectifier operation", Proc. I.R.E., Vol. 31, n.º 7, julho 1943, pág. 341 a 361.

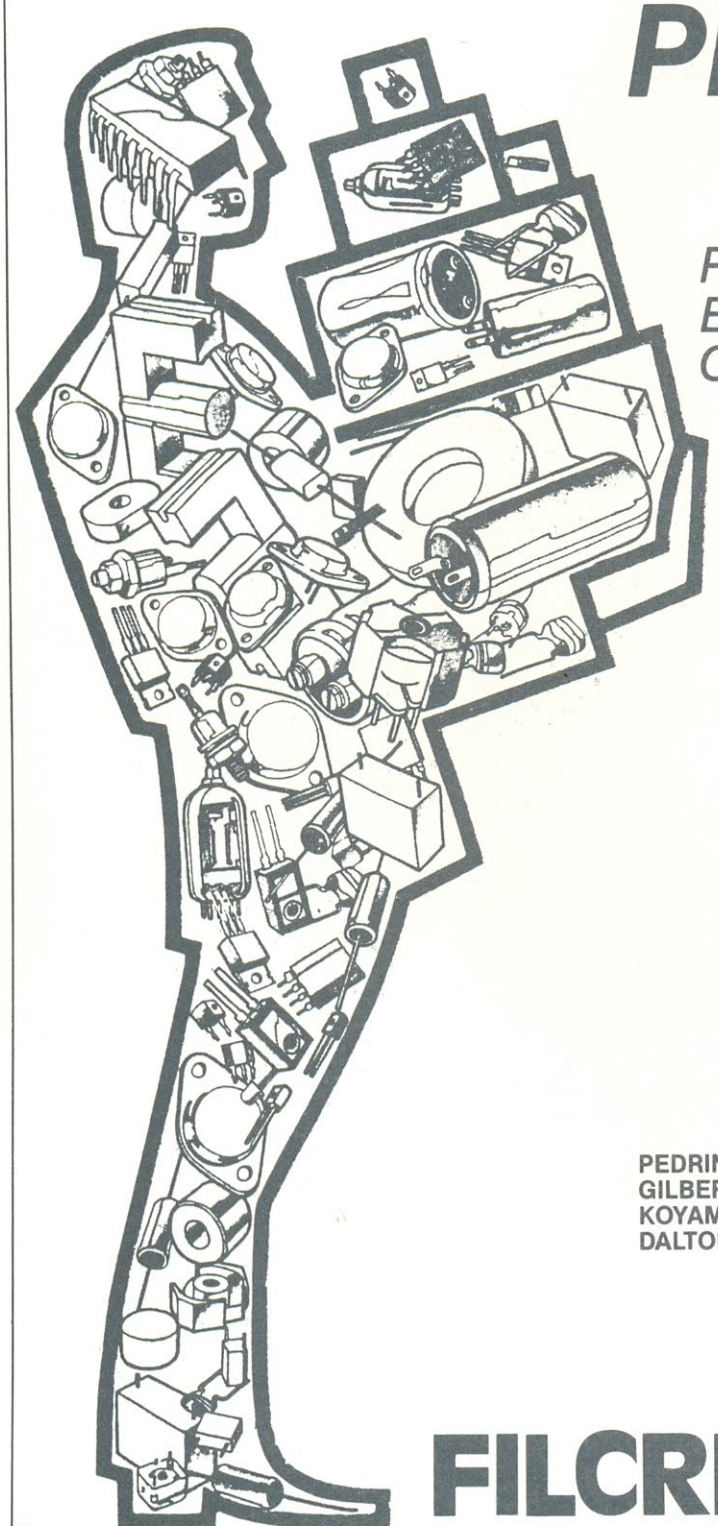
4. DAYAL, M., "Power rectification with silicon diodes", Mullard Technical Communications, vol. 7, n.º 68, janeiro de 1964, pág. 233 a 242.

Este artigo foi originariamente publicado na revista *Electronic Components and Applications* (vol. 1, nº 3 e 4), uma publicação da Divisão de Componentes e Materiais Eletrônicos de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Holanda.



Nomograma 1 — Valor do ângulo de meia condução α , em função da quantidade adimensional A.

NÓS SOMOS A SOLUÇÃO DE SEUS PROBLEMAS



PROGRAME SUAS COMPRAS E NÃO SE PREOCUPE MAIS COM O FORNECIMENTO

SETOR DE ATACADO

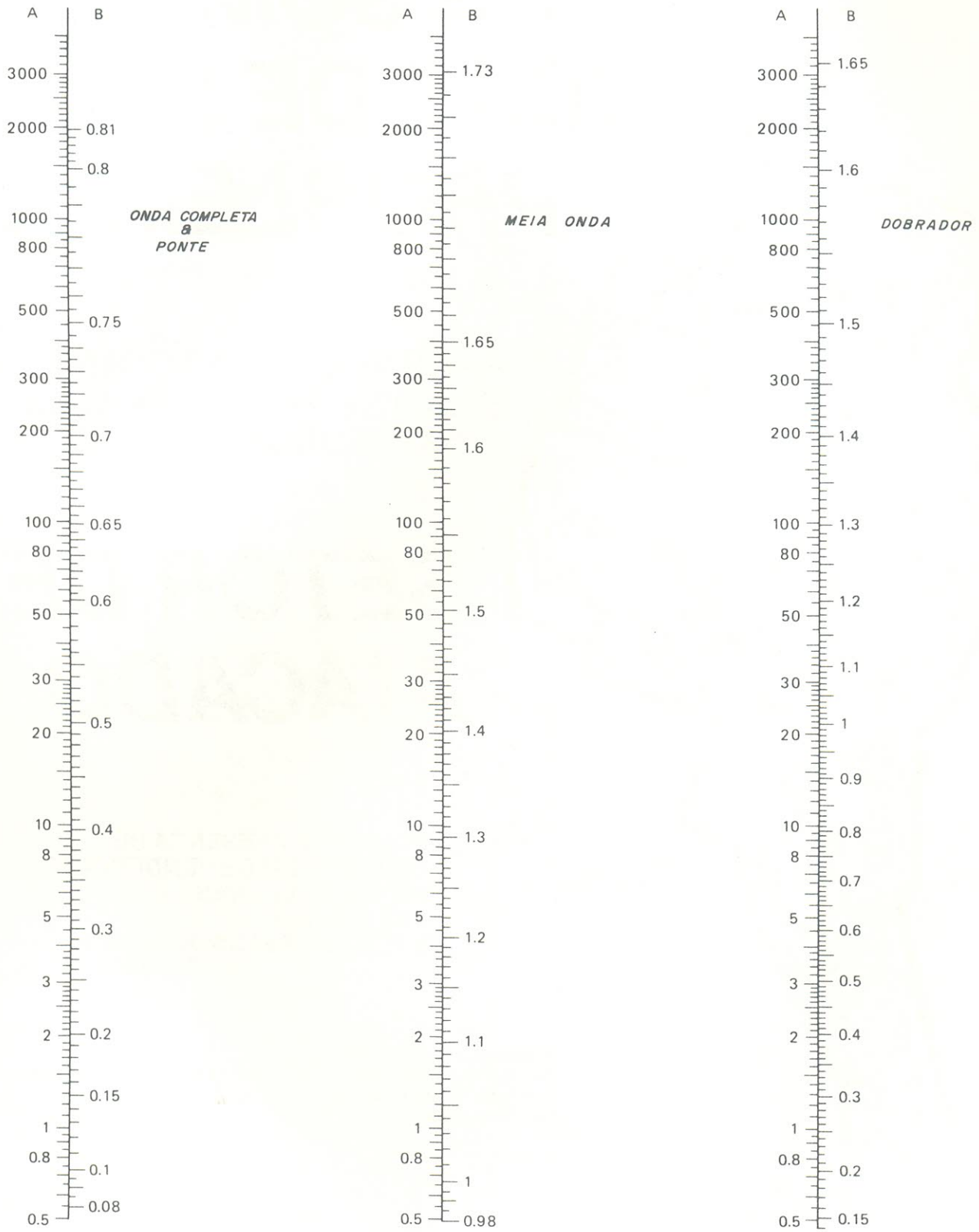
SOLICITE A PRESENÇA DE UM DOS NOSSOS VENDEDORES PELOS TELEFONES PBX 223-7388 E PELOS DIRETOS: 221-0147 E 222-3458

PEDRINHO — BIP 6 AK
GILBERTO — BIP 6 AB
KOYAMA — BIP 69 L
DALTON — BIP 69 K

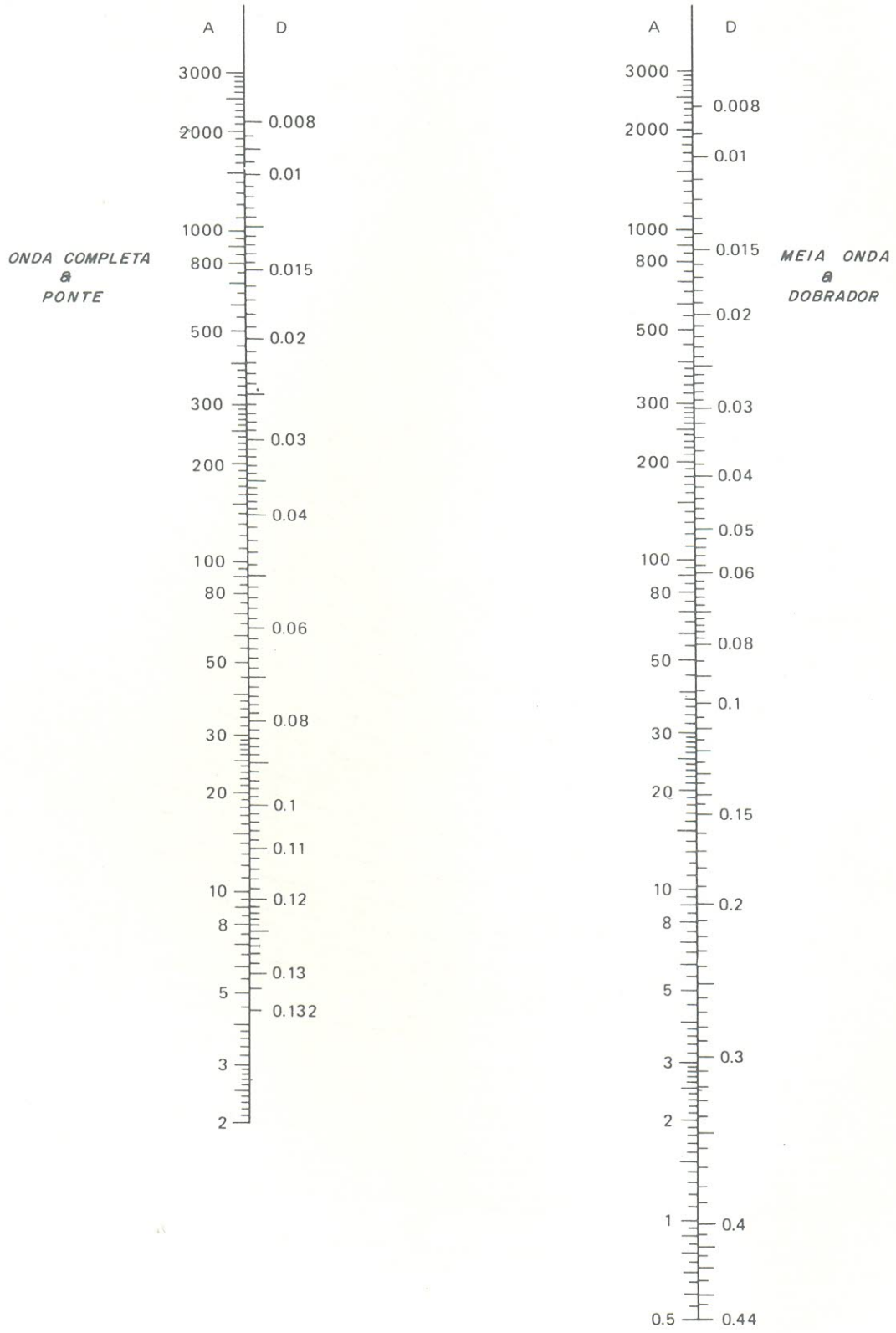
TELEFONE PARA RECADOS DO BIP 62-3171

FILCRES Rua Aurora 171, 2.º andar

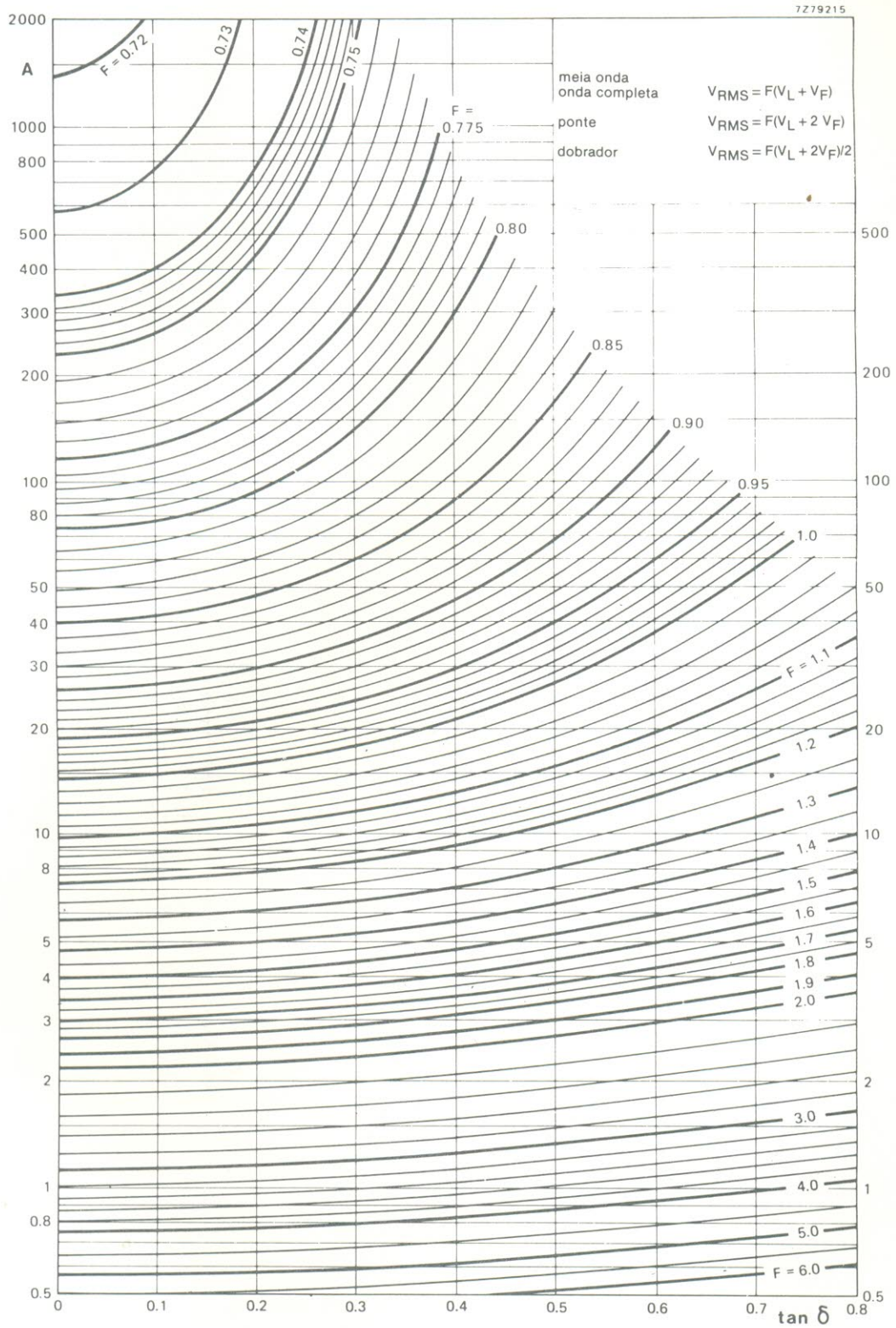
FILCRES



Nomograma 2 — Determinação do fator B, a partir do qual pode-se calcular o valor do capacitor de filtro C: $C = B/(r\ \omega\ R_L)$. Utilize a escala apropriada ao tipo de circuito retificador.



Nomograma 3 — Fator D em função da quantidade A. A partir de D, pode-se determinar o valor de tg δ , para ser empregado no nomograma 4: tg $\delta = D/(\omega CR_S)$. Utilize a escala apropriada ao tipo de circuito retificador.



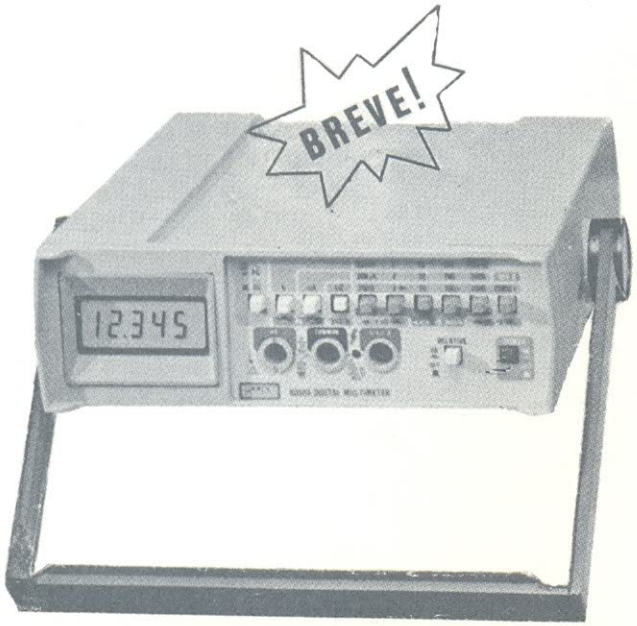
Nomograma 4 — Gráficos para a determinação do fator F, a partir da quantidade A e de tg δ . A partir de F, pode-se calcular o valor de V_{RMS}:

$V_{RMS} = F(V_L + V_F)$, para retificadores de meia onda e onda completa

$V_{RMS} = F(V_L + 2V_F)$, para retificadores em ponte

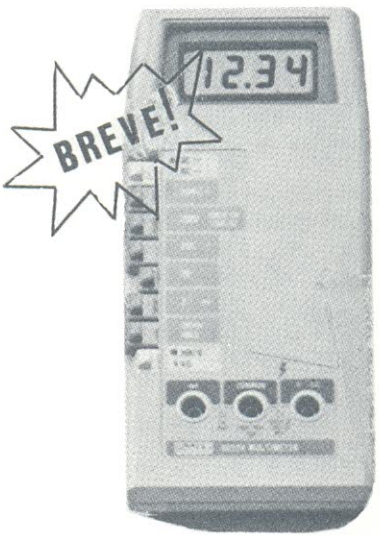
$V_{RMS} = F(V_L + 2V_F)/2$, para dobradores simétricos

FLUKE, economia e resistência somados com a precisão!



8050A — MULTÍMETRO DIGITAL DE 4½ DÍGITOS

É um dos mais completos multímetros digitais, além das escalas convencionais possibilita a leitura de tensão e corrente em RMS verdadeira, condutância, temperatura, etc., possui 39 funções em 9 escalas e precisão de 0,03%.



8022A — MULTÍMETRO DIGITAL DE 3½ DÍGITOS

Multímetro standard da Fluke, simples e robusto, com 6 funções em 24 escalas, precisão de 0,25%, trabalha 200 horas contínuas com uma bateria de 9 volts.

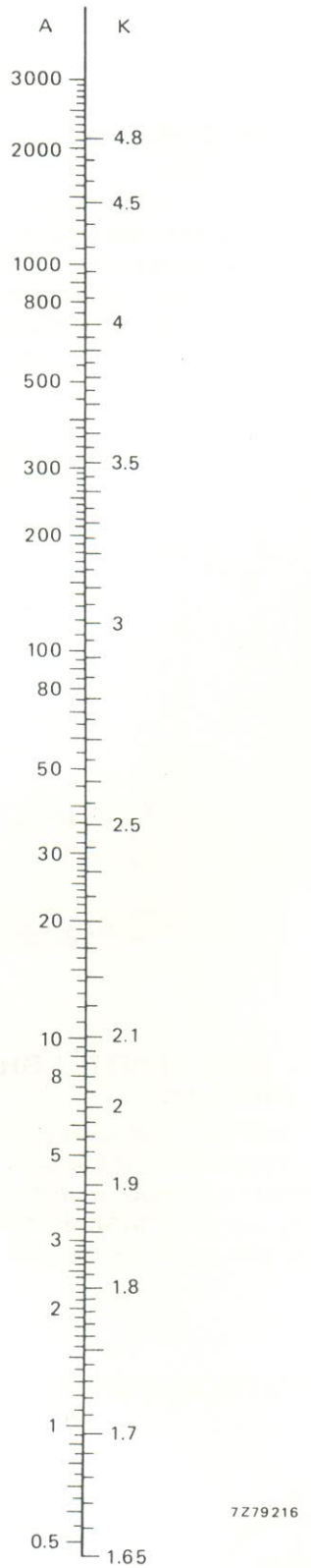
8020A — MULTÍMETRO DIGITAL DE 3½ DÍGITOS

Já bastante conhecido, o modelo 8020A incorpora a precisão com a simplicidade e robustez ao mesmo tempo, é provido de função para medições de condutância tendo como precisão 0,1% em qualquer escala.

MULTÍMETROS DIGITAIS **FLUKE®**

FILCRES

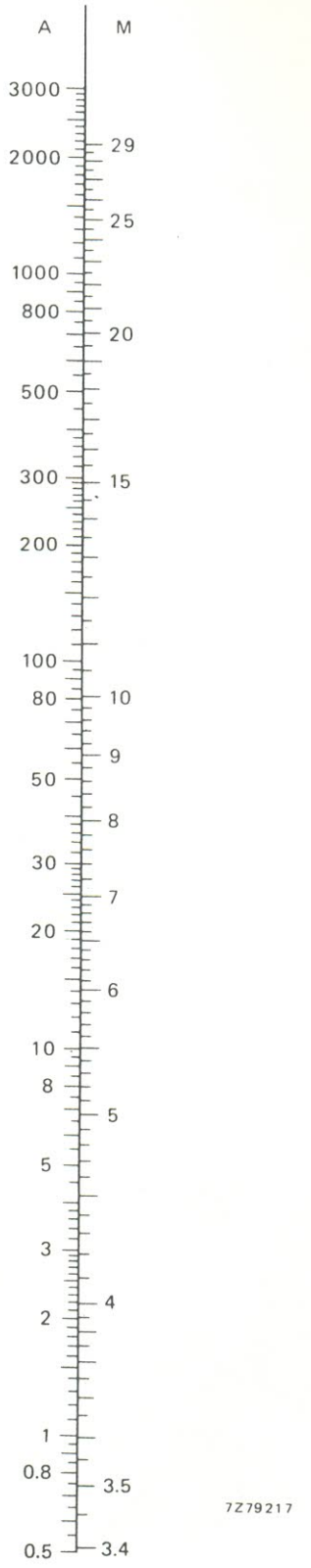
IMPORTAÇÃO E
REPRESENTAÇÃO LTDA.
RUA AURORA, 171, 2º ANDAR
VENDAS — INSTRUMENTOS
FONES: 223-7388 (PABX)
221-0147
TELEX: 01131298 FILG BR.



Nomograma 5 — Fator K em função da quantidade A. A partir de K, pode-se calcular o valor de I_{RMS}:

$I_{RMS} = KI_L$, para circuitos de meia onda e dobradores

$I_{RMS} = KI_L/2$, para circuitos de onda completa e em ponte



Nomograma 6 — Fator M em função da quantidade A. A partir de M, pode-se calcular o valor de I_{FRM}:

$I_{FRM} = MI_L$, para circuitos de meia onda e dobradores

$I_{FRM} = MI_L/2$, para circuitos de onda completa e em ponte

UM μDICIONÁRIO DE TERMOS RELACIONADOS COM μPROCESSADORES

Um glossário atualizado dos termos mais usados no mundo dos microprocessadores é muito importante, como informação e como consulta, a todos os que pretendem inteirar-se do que se passa naquele mundo. Aqui está, então, a contribuição da Nova Eletrônica: são mais de 100 termos, em português os mais consagrados pelo uso, e com equivalentes em inglês aqueles ainda não tão conhecidos. Uns poucos, praticamente intraduzíveis ou cujo uso se consagrou na língua inglesa, foram deixados assim, para evitar confusões. Vários termos se reportam a outros, a fim de proporcionar uma informação completa, dentro do próprio μDicionário.

A

Acesso direto à memória (DMA) — mecanismo que permite a um dispositivo entrada/saída tomar o controle da UCP durante um ou mais ciclos de memória, para nela ler ou escrever. A ordem de execução dos passos do programa (instruções) permanece inalterada.

Acumulador — registrador e circuitos associados que retém um dos operandos nas operações lógicas e aritméticas.

ALU (Unidade Lógica Aritmética) — local da UCP onde são executadas as instruções aritméticas (adição, subtração, etc.) e lógicas (E, OU, etc.).

Análise de falhas (debug) — processo pelo qual se elimina erros e omissões de uma programação.

Aninhamento (nesting) — diz-se que as sub-rotinas são "aninhadas" quando são chamadas por outras sub-rotinas. O nível de aninhamento representa o número de vezes que essa operação pode ser repetida.

Arquitetura — Estrutura organizacional de um sistema de computação, com referência, principalmente, à UCP ou microprocessador.

Assembler (ou programa de montagem) — programação (ou *software*) que converte programas em linguagem *assembly* para linguagem de máquina. O *assembler,* ou montador, designa locais na memória para as instruções sucessivas e substitui os endereços simbólicos pelos seus equivalentes em linguagem e máquina. Se o assembler for introduzido em um computador diferente daquele em que será aplicada a linguagem de máquina produzida, passa a chamar-se assembler cruzado.

Assembler cruzado (cross assembler) — tradutor de linguagem simbólica que, introduzido em um certo tipo de computador, produz linguagem de máquina para outro tipo de UCP ou computador.

B

Barra (bus) — grupo de linhas ou condutores que transportam informações em paralelo. Usada na comunicação entre a UCP, a memória e os dispositivos entrada/saída.

Baud — em comunicação digital, medida do ritmo de transmissão de dados seriados; pode ser considerado praticamente igual a bits por segundo, porém com a inclusão dos bits de início e parada, que designam caracteres.

Bit — abreviação de *binary digit* (dígito binário); algarismo individual de um número binário.

Bootstrap (bootstrap loader) — técnica ou dispositivo usado para se carregar as primeiras instruções de uma rotina num computador; essas instruções serão depois usadas para trazer o restante da rotina. Veja carregamento simplificado.

Busca (fetch) — processo de se endereçar a memória e ler na UCP a informação armazenada na localidade endereçada. Freqüentemente, a busca se refere à leitura de uma instrução exterior à memória.

Byte — seqüência de "n" bits, manipulada como uma unidade e denominada, então, byte de n bits. Seu formato mais freqüente é o de 8 bits. ▷

C

Carregador (loader) — programa que atua como ou sobre dispositivos de entrada, com a finalidade de transferir informações para a memória RAM.

Carregamento simplificado (load facility) — mecanismo de *hardware* que permite o carregamento de programas através de DMA (acesso direto à memória). Torna desnecessário o uso da técnica *bootstrap.*

Ciclo de instrução — processo de busca de uma instrução na memória e sua execução.

Ciclo de máquina — ciclo básico da UCP. Em um ciclo de máquina, pode-se, por exemplo, enviar um endereço à memória e ler ou escrever dados ou instruções; pode-se, ainda, executar uma instrução trazida pela operação de busca. O ciclo de máquina consiste de um certo número de pulsos de *clock.*

Clock — dispositivo que produz pulsos de temporização, com a finalidade de sincronizar as operações de um sistema computador.

Código de estado — indicação codificada do estado em que se encontra a UCP: interrupção, atendento a uma requisição de DMA (acesso direto à memória), executando uma instrução de entrada/saída (I/O), etc.

Código de máquina — Veja código de estado.

Código operacional (op code) — codificação que representa as operações específicas de uma instrução.

Compilador — programação destinada a converter um programa escrito em linguagem de alto nível (tal como o FORTRAN) em um programa de linguagem de máquina ou linguagem assembly.

Comprimento de instrução — número de palavras necessárias para se representar uma instrução. Em muitos computadores uma palavra basta, mas alguns utilizam múltiplas palavras na formação de instruções. Tais instruções de palavras múltiplas tomam diferentes tempos de execução, dependendo do comprimento da instrução.

Comprimento de palavra — número de bits da palavra usada pelo computador. Quanto maior for a palavra adotada, melhor será a precisão (número de dígitos significativos). De modo geral, quanto mais extensa a palavra, mais rico é o conjunto de instruções e mais variadas as modalidades de endereçamento.

Computador — termo genérico referente a microprocessadores, UCPs ou microcomputadores.

Computador microprogramável — computador em que a seqüência de sinais de controle para a UCP, com o que ela executa as instruções, é gerada a partir de uma memória ROM. Alterando-se o conteúdo da memória, altera-se também o conjunto de instruções, em contraste com os computadores de instruções fixas, onde não é possível realizar tal mudança com rapidez.

Conjunto de instruções — série de instruções gerais disponíveis para um certo computador. Em geral, diferentes máquinas exibem diferentes conjuntos de instruções.
O número de instruções indica parcialmente, apenas, a qualidade do conjunto, pois algumas podem diferir ligeiramente entre si e outras, ser raramente usadas. Os conjuntos de instruções devem ser avaliados através de um programa comparador *(benchmark program),* a fim de se determinar os tempos de execução e os requisitos de memória.

Contador de programa — registrador da UCP que especifica o endereço da próxima instrução a ser buscada e executada. Normalmente, é incrementado automaticamente, cada vez que se busca uma instrução.

E

Editor — programa que permite a realização de outros. Permite adicionar, eliminar, inserir dados (ou seja, correções) no novo programa.

Elo (linkage) — Veja sub-rotina.

Elo de sub-rotina (subroutine linkage) — Veja sub-rotina.

Endereçamento direto — modalidade de endereçamento de memória na qual uma instrução especifica completamente o endereço de uma outra instrução ou operando.

Endereçamento imediato — modalidade de endereçamento de memória pelo qual o operando é instalado em seu endereço de memória logo após a instrução.

Endereçamento indexado — modalidade de endereçamento pelo qual a parte referente ao endereço, na instrução, é modificada pelo conteúdo de um indexador, durante a execução daquela instrução.

Endereçamento indireto — modalidade de endereçamento de memória pela qual um registrador auxiliar indica ou seleciona outro registrador que contenha os endereços de memória.

Endereçamento relativo — o endereço dos dados, neste caso, é formado pelo endereço dado na instrução, mais algum outro número. Esse "outro número" pode ser o endereço da instrução, o endereço da primeira localidade na página utilizada de memória ou simplesmente dados armazenados em um registrador. O endereçamento relativo permite a relocação de um programa ou bloco de dados pela alteração de apenas um número.

Endereço — número usado pela UCP na especificação de uma localidade na memória.

Endereço de memória — localidade (endereço) de uma célula específica no interior de um dispositivo memorizador. A célula poderá ter um ou vários bits de tamanho, dependendo da organização da memória considerada. Por exemplo: uma memória de 256 × 4 pode abrigar um número de 4 bits em cada célula.

Entrada/saída (I/0) — termo genérico aplicado aos equipamentos utilizados na comunicação com a UCP de um computador, ou ainda aos dados envolvidos em tal comunicação.

Estado de máquina — Veja código de estado.

Execução — processo de interpretar uma instrução e efetuar as operações indicadas.

F

Firmware — tipo de *software* implementado em memória ROM.

Fortran — linguagem de programação de alto nível, destinada, normalmente, ao uso científico, e expressa em notação algébrica. Abreviação de *Formula Translator* (tradutor de fórmulas).

VOCÊ ENCONTRA NA FILCRES

PHILIPS INSTRUMENTOS DE TESTE & MEDIÇÃO

GATILHAMENTO AUTOMÁTICO

Gatilhamento automático representa uns poucos componentes a mais neste novo Osciloscópio.

Estes componentes representam a diferença entre uma facilidade de economizar tempo, ou nada mais.

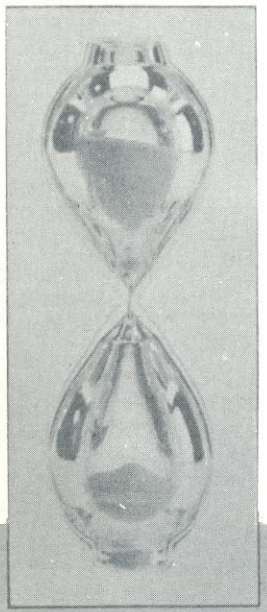
Estes mesmos componentes podem tornar-se itens críticos nos custos de produção dos mais próximos concorrentes do PM 3207.

RESULTADO: Ausência de gatilhamento automático.

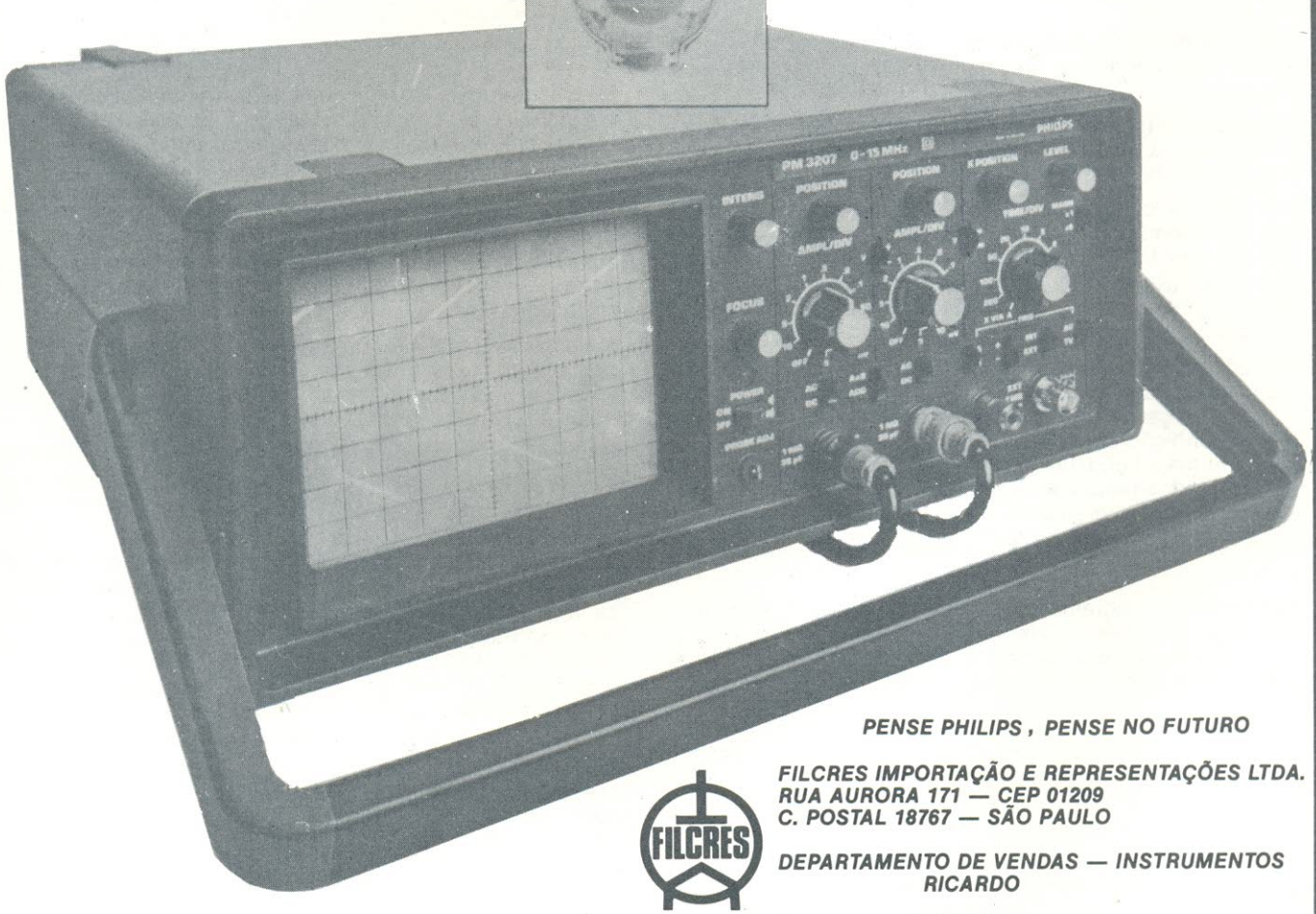
Este é o motivo pelo qual nós afirmamos que o PM 3207 pode atualmente ajudar você a medir com rapidez e desta forma tornar-se bem produtivo.

Isto por um preço muito menor do que você poderia esperar.

Você pode ter seu próprio circuito de gatilhamento automático, caso esteja interessado em economizar cada centavo no seu novo investimento em osciloscópio, mas se você estiver mais interessado em economizar tempo, e de ter essa economia junto ao seu trabalho com rapidez, aqui está uma alternativa: PHILIPS PM 3207.



- 15MHz de largura de faixa.
- duplo traço
- sensibilidade 5mV/div
- a mesma sensibilidade para X e Y
- gatilhamento automático
- inversão do canal B
- gatilhamento via (canal) A ou (canal) B
- gatilhamento por sinal de T.V.
- fonte de alimentação com dupla isolação



PENSE PHILIPS, PENSE NO FUTURO

FILCRES IMPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES LTDA.
RUA AURORA 171 — CEP 01209
C. POSTAL 18767 — SÃO PAULO

DEPARTAMENTO DE VENDAS — INSTRUMENTOS
RICARDO

TEL.: 223-7388 (PABX)
221-0147
220-5794

VOCÊ ESTÁ CONVIDADO A TESTÁ-LO

H

Hardware — equipamento físico (componentes elétricos, mecânicos, eletrônicos e eletromecânicos) que forma o sistema de um computador.

Hexadecimal — sistema de numeração de base 16, que utiliza os símbolos 0, 1, ... , 9, A, B, C, D, E, F para representar todos os valores possíveis de um dígito de 4 bits. Os equivalentes, nos sistema decimal, seriam os números de 0 a 15. Dois dígitos hexadecimais podem ser usados para representar um byte.

I

Indexador (index register) — registrador que contém dados utilizados na modificação de endereço da memória.

Indicador (pointer) — registrador da UCP que contém endereços de memória. Veja contador de programa e indicador de dados.

Indicador de dados (data pointer) — registrador que retém os endereços de memória dos dados (operandos) que são utilizados nas instruções. Assim, o registrador "indica" ou "aponta" para a localidade da memória em que os dados estão guardados.

Indicador de pilha (stack pointer) — contador ou registrador usado para endereçar uma pilha da memória. Veja pilha *(stack).*

Instantâneos (snapshots) — captura de toda a condição de uma máquina, real ou simulada: conteúdo da memória, registradores, bandeiras *(flags),* etc.

Instrução — conjunto de bits que define uma certa operação do computador, constituindo um comando básico entendido pela UCP. É capaz de movimentar dados, executar operações lógicas e aritméticas, controlar dispositivos entrada/saída ou ainda de tomar decisões, como a próxima instrução a ser executada.

Instrução ramificada (branch instruction) — instrução de tomada de decisão pela qual, em uma condição apropriada, é possível forçar um novo endereço no contador de programa. A condição favorável pode ser um resultado zero, excesso numa adição, uma bandeira externa ativada, etc. Dependendo dos resultados obtidos, um dos dois segmentos alternados de programa, na memória, é escolhido.

Interface entrada/saída (I/O interface) — Veja entrada/saída (I/O).

Intérprete — programa que busca e executa "instruções" (pseudo-instruções) escritas em linguagem de alto nível. O programa escrito em linguagem de alto nível é chamado de pseudo-programa. Observe o contraste em relação ao compilador.

L

Laço (loop) — série auto-suficiente de instruções, onde a última delas pode causar a repetição da série, até que uma condição final seja alcançada. As instruções ramificadas são empregadas no teste das condições do laço, a fim de determinar se o mesmo deve prosseguir na série ou finalizar.

Linguagem assembly — linguagem de programação com estrutura semelhante à do inglês, que poupa ao programador o trabalho de lembrar as seqüências de bits em cada instrução. Além disso, também o poupa de manter-se informado sobre as localidades dos dados e instruções em seu programa.

Linguagem de alto nível — linguagem de programação que produz códigos de máquina a partir de frases orientadas a funções ou problemas. Fortran, Cobol e Basic são três linguagens de alto nível muito usadas. Uma única frase funcional pode se transformar em uma série de instruções ou sub-rotinas em linguagem de máquina, em contraste às linguagens de baixo nível (linguagens assembly), nas quais as frases são convertidas na base um por um (ou seja, cada frase, uma instrução).

Linguagem de máquina — linguagem de programação que consiste de equivalentes hexadecimais de cadeias específicas de bits. Essas cadeias, por sua vez, representam os dígitos binários que formam as instruções executadas por uma UCP.

Linhas-bandeira (flag lines) — entradas de um microprocessador controladas por dispositivos entrada/saída (I/0) e testadas pelas instruções ramificadas.

Listagem assembly — listagem impressa efetuada pelo programa *assembler* (montador), a fim de documentar uma montagem. Representa, linha por linha, como o *assembler* interpretou o programa em linguagem *assembly.*

M

Macro-instrução — frase de linguagem-fonte simbólica que é expandida pelo assembler em uma ou mais instruções de linguagem de máquina, aliviando o programador do trabalho de escrever constantemente seqüências de instruções.

Máquina — termo genérico referente a computadores (de origem histórica).

Máscara de interrupção — mecanismo que permite ao programa especificar se as requisições de interrupção devem ser aceitas.

Memória — parte do computador encarregada de guardar dados e instruções. A cada instrução ou dado é dado um endereço individual, utilizado pela UCP nas ocasiões em que vai buscar ou armazenar informações.

Memória rascunho (scratch-pad memory) — memória RAM ou registrador usado para armazenar temporariamente os resultados intermediários (dados) ou endereços de memória (indicadores).

Memória seriada — também chamada de memória de acesso seriado, é qualquer tipo de memória onde o tempo para se ler ou escrever depende da localização dos dados desejados no interior da mesma. Assim, é preciso esperar que passem localidades não desejadas da memória, até que seja atingida a informação requerida. Bons exemplos são: a fita de papel, fita magnética, memórias CCD, etc. Nas memórias RAM, ao contrário, o tempo de acesso é constante.

Microcomputador — computador cuja UCP é um microprocessador. O microcomputador forma um sistema completo, com microprocessador, memória e controladores de entrada/saída.

Microprocessador — freqüentemente chamado de "computador de um só integrado", o microprocessador é, na realidade, um conjunto de circuitos LSI capaz de executar as funções essenciais de uma UCP de computador.

Mnemônicos — nomes ou abreviações simbólicas para instruções, registradores, localidades de memória, etc.

Modalidades de endereçamento — Veja modalidades de endereçamento de memória.

Modalidades de endereçamento de memória — método de se especificar a localidade de memória para um operando. As mais comuns modalidades de endereçamento são: direta, imediata, relativa, indexada e indireta.

N

Nibble — seqüência de 4 bits considerados como uma unidade. Veja também byte.

O

Operação assíncrona — operação de circuito sem a dependência de uma fonte comum de temporização. Dessa forma, cada operação é finalizada (e a seguinte iniciada) através de um sinal de retorno, proveniente do ponto onde a operação se realizou, indicando seu término. Compare com a operação síncrona.

Operação síncrona — utiliza uma fonte comum de tempos *(clock),* a fim de coordenar circuitos ou transferências de dados. Compare com a operação assíncrona.

P

Página — Agrupamento natural de localidades de memória. Em um microprocessador de 8 bits, por exemplo $2^8 = 256$ bytes consecutivos formam, normalmente, uma página.

Palavra — grupo básico de bits manipulado (lido, armazenado, adicionado, escrito, etc.) pelo computador, a cada passo. Utiliza-se dois tipos de palavra em cada computador: de instrução e de dados. As palavras de dados contém a informação a ser manipulada, enquanto as palavras de instrução fazem com que o computador execute uma determinada operação.

Pilha (stack) — seqüência de registradores e/ou localidades de memória utilizados sob o regime "último a entrar/primeiro a sair". O indicador de pilha aponta sempre para os últimos dados introduzidos (ou então para o local em que se realizará a introdução seguinte).

Ponto de ruptura (breakpoint) — local especificado pelo usuário, onde a execução do programa (real ou simulado) deve terminar. Usado como auxiliar na localização de falhas de programação.

Porta entrada/saída (I/0 port) — conexão com uma UCP, especialmente construída (ou programada) para estabelecer um caminho de dados entre ela e dispositivos externos, como teclados, impressoras, *displays,* etc. Uma porta entrada/saída de um microprocessador pode servir apenas para entrada, apenas para saída ou então ser bidirecional.

Processamento múltiplo — reúne dois ou mais processadores num só sistema, operando com uma memória comum a todos. Tal arranjo permite a execução de tantos programas quantos forem os processadores envolvidos.

Programa — conjunto de instruções adequadamente ordenadas, a fim de realizar alguma tarefa determinada.

Programa-fonte (source program) — programa de computador escrito com uma linguagem destinada à facilidade de expressão, pelos humanos, de uma classe de problemas ou procedimentos; pode ser representada por símbolos ou caracteres algébricos.

Programa comparador (benchmark program) — programa de amostragem, usado na avaliação e comparação de computadores. Em geral, dois computadores não utilizam o mesmo número de instruções, palavras de memória ou ciclos para resolver o mesmo problema; daí, a necessidade de tal programa.

Programa de diagnóstico — programa que verifica os vários pontos do *hardware* de um sistema, para assegurar uma operação adequada; os diagnósticos de UCP checam a UCP, os de memória checam a mesma, e assim por diante.

Programa de análise de falhas (debug program) — programa que auxilia o programador a encontrar falhas em seus programas, enquanto estão "rodando" no computador, e permite substituir ou adicionar instruções aos mesmos.

Programa objeto — resultado de um sistema automático de codificação, tal como o *assembler.* Normalmente, o programa objeto é um programa em linguagem de máquina, pronto para a execução.

Programa principal — seqüência de instruções que determina a ordem em que os eventos se realizam na UCP. Isto inclui, com freqüência, o uso de instruções ramificadas e sub-rotinas.

Programa utilidade — programa que proporciona conveniências básicas, tal como a possibilidade de carregar e preservar programas, de observar e alterar valores num computador e de iniciar a execução de um programa. Assim, o programa utilidade elimina a necessidade de executar os mesmos passos básicos, cada vez que um projetista desejar executar uma certa função.

PROM — é a memória programável só para leitura. Sistema memorizador que contém, antes da programação, séries de "uns" ou "zeros" armazenados; a programação é feita através de um programador especial de *hardware.* Algumas memórias PROM, como as EPROMs ou as EAROMs, podem ter seu conteúdo apagado para depois aceitar nova programação.

Proteção (guard) — mecanismo que finaliza a execução de um programa (real ou simulada) no acesso a dados de uma localidade específica da memória. Usado na análise de falhas.

Pseudo-instrução — Veja intérprete.

Pseudo-programa — Veja intérprete.

R

RAM — é a memória de acesso aleatório. Qualquer tipo de memória que permita leitura e escrita de dados. O acesso a ela é aleatório no sentido de que o tempo requerido para a leitura ou escrita de dados é independente da localidade da memória em que isso é feito. Em contraste, nas memórias seriadas esse tempo é variável.

Ramo ou ramificação (branch) — Veja salto.

Registrador — usado na armazenagem de bits ou palavras em uma UCP. Os registradores desempenham um papel importante nas operações do microprocessador, pois em muitos casos a eficiência dos programas é relacionada ao número de registradores disponíveis.

Registrador de dados — qualquer registrador que retém dados.

Registrador de endereçamento de memória — registrador ▷

da UCP que retém o endereço da localidade de memória a que tem acesso.

Requisição de interrupção — sinal enviado à UCP que suspende temporariamente a seqüência normal de uma rotina e transfere o controle à uma rotina especial de interrupções. A operação, depois, pode ser retomada a partir do ponto em que houve interrupção. A habilidade de se manipular interrupções é muito útil nas comunicações, onde permite que o microprocessador atenda a vários canais de operação.

Rotina — refere-se, geralmente, a um sub-programa, ou seja, a tarefa executada por uma rotina é menos complexa. Um programa chega a conter diversas rotinas. Veja programa.

Rotina de chamada (call routine) — Veja sub-rotina.

Rotina de interrupção — rotina (programa) encarregada de armazenar na pilha o estado presente da máquina, a fim de que a mesma possa responder a uma requisição de interrupção, executar a tarefa exigida pela mesma, restaurar o estado preservado da máquina e, por fim, continuar na operação do programa interrompido.

Rotina de retorno — Veja sub-rotina.

ROM — é a memória que só admite leitura. A informação nela armazenada é de caráter permanente e uso repetitivo. Tal sistema de armazenagem é muito útil para programas ou tabelas de dados que permanecem fixos.

S

Salto (jump) — alteração no incremento normal do contador de programa. Ao se forçar um novo valor (endereço) nesse contador, a instrução seguinte será buscada em uma localidade arbitrária (tanto à frente como para trás, no programa). Um salto no programa, por exemplo, pode ser utilizado para a passagem do programa principal para uma sub-rotina, ou desta de volta ao programa principal, ou do fim de uma rotina de curta duração para o início da mesma, formando um laço. Veja também instrução ramificada.

Simulador — programa usado no processo de análise de falhas, a fim de simular a execução de programas em linguagem de máquina, por meio de outro computador (normalmente em sistemas de tempo partilhado). O simulador é útil, especialmente se o computador real não estiver disponível; desse modo, facilita a análise de falhas ao proporcionar acesso a registradores internos da UCP que não estejam ligados aos pinos do encapsulamento do microprocessador.

Sintaxe — estrutura formal. Conjunto de regras que regem a estrutura das sentenças em uma linguagem, ou a estrutura de frases nas linguagens como a *assembly* ou Fortran.

Sistema de operação — *software* que controla a operação total de um computador de aplicação geral, incluindo tarefas como a de alocação de memória, distribuição de entradas e saídas, processamento de interrupções e organização do trabalho.

Sistema em linha (on-line system) — sistema de dispositivos entrada/saída cuja operação está sob o controle da UCP e cuja informação, que reflete a atividade presente, é introduzida imediatamente no sistema de processamento ou controle de dados.

Sistema lógico programável (PLA) — conjunto de elementos lógicos que pode ser programado para executar uma função lógica específica. Nesse sentido, esse conjunto pode variar, em complexidade, de uma simples porta lógica até uma memória ROM. O conjunto é programado de forma a produzir uma saída pré-estabelecida mediante uma dada combinação de entrada.

Software — programação de computador. Usado, normalmente, para definir programas de aplicação geral fornecidos pelo fabricante, tais como *assembler,* o editor, o compilador, etc.

Software residente — programas *assembler* e editor, reunidos em um sistema de protótipos, com a finalidade de auxiliar o usuário na escrita e desenvolvimento de programas. Veja também *software.*

Sub-rotina — sub-programa (grupo de instruções) a que se tem acesso em mais de um ponto do programa principal. O processo de se passar o controle do programa principal para uma sub-rotina recebe o nome de chamada de sub-rotina, e o mecanismo, de elo de sub-rotina. Geralmente, os dados e seus endereços são fornecidos ao programa principal através de uma sub-rotina. O processo de se devolver o controle, da sub-rotina para o programa principal, é chamado de retorno de sub-rotina. O elo devolve automaticamente o controle à posição original do programa principal ou a outra sub-rotina. Veja aninhamento.

Subtração de ciclos (cycle stealing) — ciclo de máquina subtraído à operação normal da UCP para a execução de uma operação de DMA (acesso direto à memória).

T

Tempo de acesso — período decorrido entre o momento em que o endereçamento alcança a memória e aquele em que o conteúdo da célula visada chega à saída da memória. Veja endereço de memória.

Tempo de ciclo — intervalo de tempo durante o qual um conjunto de operações é repetido regularmente, na mesma seqüência.

Tempo de instrução — período necessário para se buscar uma instrução na memória e executá-la.

Terminal — dispositivo entrada/saída através do qual os dados podem deixar ou adentrar o sistema de computador; ex.: teletipo, terminal de vídeo, etc.

Teste e ramificação — Veja instrução ramificada.

U

UART — Transmissor/Receptor Universal Assíncrono (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter). Dispositivo que transforma dados seriados em paralelos (durante a recepção) ou dados paralelos em seriados (durante a transmissão).

UCP (CPU) — Unidade Central de Processamento. Parte do sistema de computador que controla a interpretação e execução das instruções. Em geral, a UCP contém os seguintes elementos:
Unidade lógica Aritmética (ULA ou ALU)
Temporização e controle/Acumulador/Memória rascunho
Contador de programa e pilha de endereçamento
Registrador e decodificador de instruções
Dados paralelos e barra entrada/saída
Memória e controle de entrada/saída

Unidade lógica aritmética (ALU) — Parte do microprocessador onde são efetuadas as instruções aritméticas (soma, subtração, etc.) e lógicas (E, OU, etc.). □

RADIO SHOP
RUA VITÓRIA, 339 - CEP 01210 - SÃO PAULO - SP
TEL. 221-0213 (Inform. e pedidos) - 221-0207 (Escritório)

FILIAL CURITIBA:
Av. Visconde de Guarapuava, 3.361
Tel.: 232-3781

"COLEÇÃO MALI-KIT"

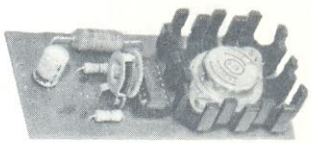
Finalmente a coleção que faltava em termos de eletrônica - a Coleção MALI-KIT - dotada de manuais teóricos, com linguagem simples e acessível, contendo todas as informações necessárias para uma perfeita montagem, permite agora aos hobistas construir os mais interessantes e variados dispositivos e aparelhos uteis, bem como adquirir conhecimentos teóricos através das montagens.

KIT

PREÇOS DE LANÇAMENTO

7061
FONTE ESTABILIZADA*

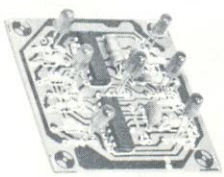
ESTE KIT APRESENTA AS CARACTERÍSTICAS DO CI 723 NA SUA APLICAÇÃO COMO ESTABILIZADOR DE TENSÃO.
CONTÉM TODOS OS COMPONENTES PARA A MONTAGEM DE UMA FONTE ESTABILIZADA DE ATÉ 37 VCC E 2A DE SAÍDA.



Cr$ 500,00

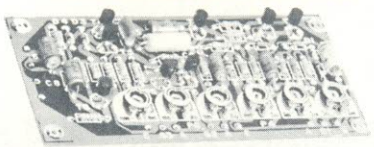
7062 ★
DADO ELETRÔNICO

UM JOGO INTERESSANTE, QUE NA SUA MONTAGEM PERMITE ADQUIRIR CONHECIMENTOS DE TÉCNICA DIGITAL NA BASE DE CONTADORES.



Cr$ 617,00

7063
1001 EFEITOS SONOROS*



UM KIT QUE SATISFAZ TODAS AS EXIGÊNCIAS EM SIRENES, POSSUINDO VÁRIOS AJUSTES QUE PERMITEM UM NÚMERO ILIMITADO DE EFEITOS SONOROS.

Cr$ 718,00

7064

COMPRESSOR MIKE DE GANHO

UNIDADE PARA MANTER CONSTANTE O NÍVEL DE SAÍDA DE ÁUDIO, QUALQUER QUE SEJA A AMPLITUDE DE SINAL DE ENTRADA IDEAL PARA TODAS OS RÁDIOS AMADORES E PX.

Cr$ 756,00

7065
GERADOR DE ÁUDIO*

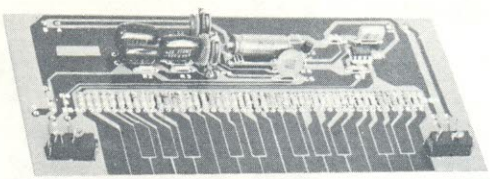
UM GERADOR DE SINAIS QUE DÁ ONDAS QUADRADAS E SENOIDAIS, NAS FREQUÊNCIAS DE 20HZ A 25KHZ, COM CONTROLE DE AMPLITUDE ENTRE 0 E 8VPP.

Cr$ 538,00

7066
MINI ORGÃO★

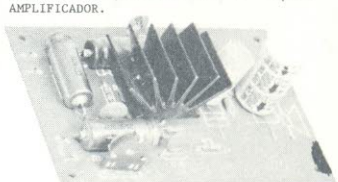
FUNCIONANDO POR MEIO DE PONTA DE TOQUE NOS CONTATOS DA PLACA. APRESENTA 2 OITAVAS E CHAVE PARA EFEITO VIBRATO. ACOMPANHA MANUAL COM 20 MÚSICAS.

Cr$ 866,00



7067
AMPLIFICADOR

KIT DIDATICO QUE ENSINA AOS PRINCIPIANTES E HOBISTAS, TUDO SOBRE O COMPONENTE QUE REVOLUCIONOU O MUNDO DA ELETRÔNICA. PERMITE, AINDA, A MONTAGEM DE UM PEQUENO AMPLIFICADOR.

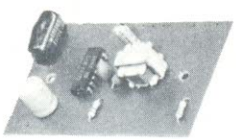


Cr$ 666,00

7068 ★
INTERCOMUNICADOR

A SOLUÇÃO IDEAL PARA COMUNICAÇÕES INTERNAS. IDEAL PARA USO RESIDÊNCIAL, ESCRITÓRIOS E TAMBÉM COMO PORTEIRO ELETRÔNICO E BABÁ ELETRÔNICA.

Cr$ 466,00



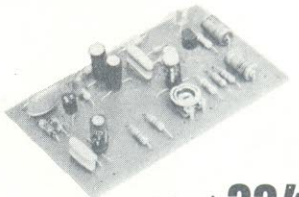
7069
* TESTE PARA TRANSISTOR

IDEAL PARA VERIFICAR AS CARACTERÍSTICAS DE TRANSISTORES, COM INDICAÇÕES LUMINOSAS POR MEIO DE LED'S.

Cr$ 718,00

7070
POLARIZAÇÃO DE TRANSISTOR

MÓDULO AMPLIFICADOR COM CI QUE PERMITE UMA POTÊNCIA DE 10W IHF COM UMA ALIMENTAÇÃO DE 6 A 16 VCC.



Cr$ 334,00

CONSULTE-NOS sobre outros produtos não constantes desta lista

ABERTA ATÉ 20 hs - SÁBADOS ATÉ 18 hs

RADIOSHOP

VENHA CONHECER-NOS PESSOALMENTE

TEMOS PREÇOS ESPECIAIS PARA QUANTIDADES

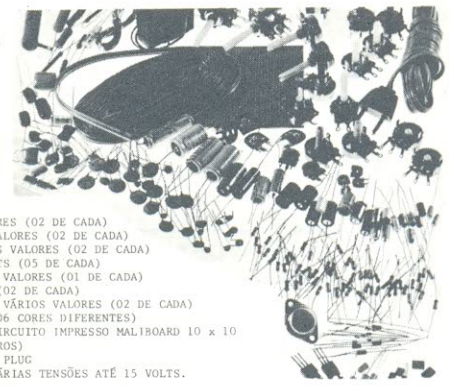
HOBBY KIT

O PACOTE DE COMPONENTES QUE FALTAVA EM SUA BANCADA DE EXPERIÊNCIAS.

LANÇAMENTO EXCLUSIVO

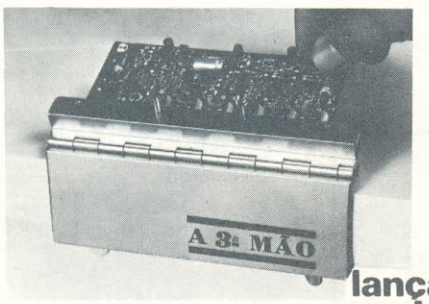
HOBBY KIT

02 DIODOS GERMANIOS 1N60
02 DIODOS COMUTAÇÃO 1N914
04 DIODOS RETIFICADOR 1N4001
02 DIODOS ZENER 5,1 VOLTS
02 DIODOS ZENER 9,1 VOLTS
02 DIODOS ZENER 12 VOLTS
10 TRANSISTOR BC 237 (NPN)
10 TRANSISTOR BC 307 (PNP)
02 TRANSISTOR BF 255
02 TRANSISTOR TIP 31 (NPN)
02 TRANSISTOR TIP 32 (PNP)
01 TRANSISTOR 2N3055
01 INTEGRADO NE555
01 INTEGRADO LINEAR µA741
04 LED VERMELHO GRANDE
50 COND. ELECT. VÁRIOS VALORES (02 DE CADA)
50 COND. CERÂMICOS VÁRIOS VALORES (02 DE CADA)
20 COND. DE POLIETSER VÁRIOS VALORES (02 DE CADA)
100 RESISTÊNCIAS DE 1/4 WATTS (05 DE CADA)
10 RESISTORES DE FIO VÁRIOS VALORES (01 DE CADA)
10 TRIMPOTS VÁRIOS VALORES (02 DE CADA)
20 POTENCIOMETROS DE CARVÃO VÁRIOS VALORES (02 DE CADA)
60 METROS DE FIO FLEXÍVEL (06 CORES DIFERENTES)
01 PLACA PADRONIZADA PARA CIRCUITO IMPRESSO MATRIBOARD 10 x 10
01 CARTELA DE SOLDA (02 METROS)
01 CABO DE FORÇA 1,5 M COM PLUG
01 TRANSFORMADOR 110/220 VÁRIAS TENSÕES ATÉ 15 VOLTS.



DE Cr$ 2.473,00

POR APENAS Cr$ 1.498,00



RS RS RS

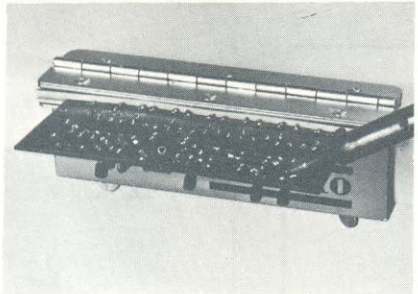
lançamento exclusivo

A 3ª MÃO EM ELETRÔNICA

- FIXE A 3ª MÃO NA BANCADA
- COLOQUE SEU CIRCUITO IMPRESSO NA POSIÇÃO INDICADA. VEJA COMO FICA FÁCIL COLOCAR, SOLDAR E DESSOLDAR SEUS COMPONENTES.

DE Cr$ 687,00

POR Cr$ 423,00



DIGIKIT

ELETRÔNICA DIGITAL NA PRÁTICA

O QUE TODOS ESTAVAM ESPERANDO (ESTUDANTES, HOBISTAS, ESCOLAS, ETC.): UM COMPLETO CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL, EM FORMA DE LABORATÓRIO DE APLICAÇÃO.

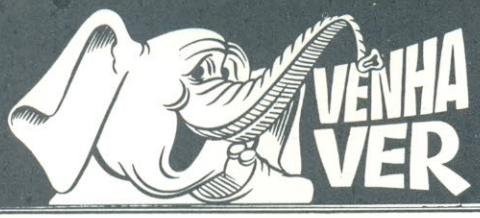
TODA A TEORIA	- Led's
- Volume de 128 páginas	- Capacitores cerâmicos
TODOS OS COMPONENTES	- Capacitores eletrolíticos
- Placa laboratório	- Retificadores de silício
- Circuitos integrados	- Resistores
- Transistores	- Transformador de alimentação

Cr$ 2.334,00

VISITE NOSSA FILIAL EM CURITIBA

RADIOSHOP

AV. VISCONDE DE GUARAPUAVA, 3.361 - FONE: 232-3781 - CURITIBA – PARANÁ



Supermercado

NOVO SISTEMA DE COMÉRCIO EM ELETRÔNICA

TV 10

JOGO PARA TV COM 10 JOGOS:
- TÊNIS
- PAREDÃO
- SQUASH
- HOCKEY
- FUTEBOL
- GRIDBOL
- BASQUETE
- CESTA
- TIRO AO ALVO SIMPLES (1 ATIRADOR)
- TIRO AO ALVO DUPLO (2 ATIRADORES)

MIRAS MÓVEIS NO VÍDEO, COMANDADAS PELAS UNIDADES DE CONTROLES MUNIDAS DOS GATILHOS PARA DISPARAR.

Cr$ 3.334,00

MIXER

Cr$ 2334,00

MISTURADOR DE ÁUDIO COM MÓDULO DE EFEITOS ESPECIAIS, IMPRESCINDÍVEL PARA OPERAÇÃO CONJUNTA DE DIVERSOS EQUIPAMENTOS. IDEAL PARA GRAVAÇÕES DE FITAS, BAILES, FESTAS, DISCOTHEQUE, ETC. ACOMPANHA COMPLETO MANUAL DE INSTRUÇÕES.

CARACTERÍSTICAS:
- 4 ENTRADAS MONO OU 2 ESTÉREO
- 1 SAÍDA MONO OU ESTÉREO
- IMPEDÂNCIA DE ENTRADA 47K
- GANHO 200
- SAÍDA DE MONITOR 8 OHMS
- 4 CONTROLES DE ENTRADA
- ALIMENTAÇÃO 9V.

MALIDRIL

MINI-FURADEIRA IDEAL PARA FURAR PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO E TODOS OS TIPOS DE TRABALHOS MANUAIS DELICADOS.

ALIMENTAÇÃO 12V.

Cr$867,00

RS

CONTAGIROS

IDEAL PARA OBTER O MELHOR RENDIMENTO DO MOTOR DE SEU CARRO. ACABAMENTO PRIMOROSO E DE ALTA QUALIDADE.
ESCALA ATÉ 8.000 RPM COM INDICAÇÃO POR LED'S SEQUENCIAIS DE PONTO MÓVEL.
TOTALMENTE INTEGRADO.
FÁCIL DE MONTAR.

ULTIMAS PEÇAS

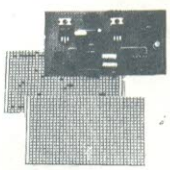
Cr$ 1.998,00

LABORATÓRIO ELETRONICO JUNIOR

IDEAL PARA A INICIAÇÃO EM ELETRÔNICA DE CRIANÇAS A PARTIR DE 10 ANOS E TAMBÉM PARA LAZER.
PERMITE A MONTAGEM, SEM SOLDA, DE 10 INTERESSANTES EXPERIMENTOS.

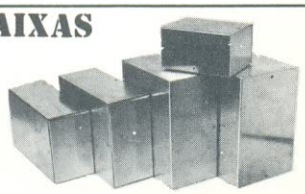
Cr$ 715,00

MALIBOARD



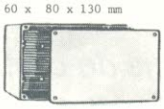
DIMENSÕES
100 x 95
200 x 95
300 x 95
450 x 95
100 x 47
200 x 47
300 x 47
450 x 47

CAIXAS



CAIXAS DE ALUMINIO

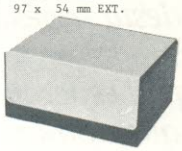
45 x 60 x 80 mm	60 x 100 x 130 mm
50 x 80 x 130 mm	60 x 130 x 150 mm
50 x 100 x 130 mm	80 x 80 x 130 mm
60 x 80 x 130 mm	80 x 150 x 250 mm



CAIXAS PLÁSTICAS PATOLA

PB 112 124 x 85 x 52 mm EXT.
PB 114 148 x 97 x 54 mm EXT.

PB 201 86 x 69 x 39 mm EXT.
PB 202 97 x 69 x 51 mm EXT.
PB 203 96 x 85 x 42 mm EXT.

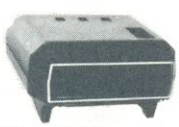


ESTOJO COM 13 DIVISÕES.
IDEAL PARA ACONDICIONAR COMPONENTES ELETRÔNICOS, PARAFUSOS, TERMINAIS E MUITAS OUTRAS PEÇAS PEQUENAS.

CAIXAS PLASTICAS P/ RELOGIO DIGITAL

PATOLA - CP.011	90 x 56 x 31 mm EXT.
PATOLA - CP.020	120 x 115 x 50 mm EXT.
MOLDAÇO -	120 x 115 x 65 mm
MOLDAÇO -	92 x 70 x 50 mm

PATOLA - CP.011



MOLDAÇO - 92 x 70 x 50 mm

DIMENSÕES
350X280X100mm
240X75X200mm

PATOLA - CP.020
MOLDAÇO - 120 x 115 x 65 mm

MALIGRAF

CANETA ESPECIAL COM TINTA RESISTENTE A ÁCIDOS, PARA CONFECÇÃO DE DESENHOS DE CIRCUITO IMPRESSO DIRETAMENTE NA PLACA.

Cr$150,00

RS

PESQUISADOR E INJETOR DE SINAIS

IDEAL PARA LOCALIZAÇÃO DE AVARIAR E FAZER AJUSTES EM EQUIPAMENTOS DE ÁUDIO.

PESQUISADOR
- ALTA SENSIBILIDADE
- AMPLIFICADOR INTEGRADO
- ENTRADA DE AF E BF
- CONTROLE DE VOLUME

INJETOR
- ONDA QUADRADA
- HARMÔNICA ATÉ FAIXA DE RF
- CONTROLE DE INTENSIDADE
- SINAL DE GRANDE AMPLITUDE.

Cr$ 1.300,00

MALIKIT MK III

LABORATÓRIO COMPLETO PARA CONFECÇÃO DE PLACAS DE CIRCUITOS IMPRESSOS.

Cr$1.034,00

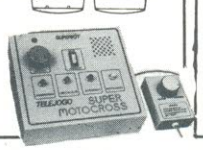
SUPERMICRO TRANSMISSOR FM:
- * Alcance 100 metros
- * Pilhas Miniaturizadas
- * Pode ser ouvido em qualquer Rádio FM
- * Ótimo som podendo ser usado como microfone sem fio ou intercomunicador
- * Simples de montar dispensando ajustes (bobina impressa)

O microfone oculto dos agentes secretos agora ao seu alcance.

Cr$ 635,00

TELEJOGO SUPER MOTOCROSS

TELEJOGO SUPERKIT TOTALMENTE MONTADO.
DOS JOGOS MAIS EMOCIONANTES E AGRADÁVEL PASSATEMPO.
- 4 TIPOS DE JOGOS COM MAIS 4 VARIAÇÕES.
- CONTAGEM ATRAVÉS DE CRONOMETRO ELETRÔNICO AUTOMÁTICO.
- CONTROLE REMOTO DE ACELERAÇÃO.
- EFEITOS SONOROS DE IMITAÇÃO PERFEITA.
- 6 MESES DE GARANTIA.



Cr$ 2.500,00

VENDAS POR REEMBOLSO É CONOSCO

CURSO DE SEMICONDUTORES

Características e aplicações dos LEDs.

30.ª lição

As características e aplicações dos diodos emissores de luz, e o exame do capítulo VIII, Dispositivos Optoeletrônicos, este é o conteúdo desta trigésima lição, que é também o ponto final do nosso Curso de Semicondutores.

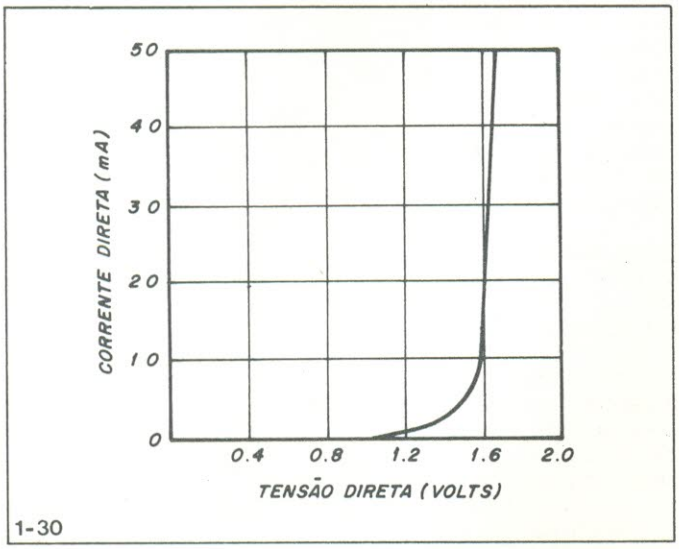
Completa-se uma jornada de dois anos e meio, a qual esperamos lhe tenha sido útil no conhecimento da tecnologia semicondutora básica, que domina praticamente a totalidade da Eletrônica hoje. Novos cursos estão por vir, sempre com a idéia de cobrir necessidades fundamentais de informação dos iniciantes e profissionais da área. Continue nos acompanhando e participando; sugestões e apreciações a respeito do nosso trabalho serão sempre bem recebidas.

Características dos LEDs

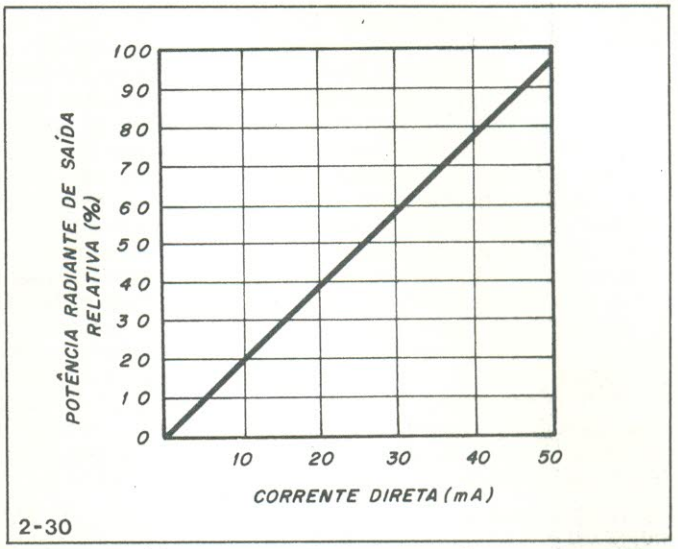
Começaremos analisando uma figura. A de número 1-30 mostra graficamente a relação entre a corrente direta e a tensão direta num típico LED de GaAsP (arseneto-fosfeto de gálio). Note que a polarização direta deve ser elevada até aproximadamente 1,2 volts antes que flua uma corrente direta apreciável. Depois, a corrente cresce rapidamente em função de um aumento contínuo na tensão direta. Este gráfico mostra efetivamente que uma vez o LED conduzido, sua corrente pode variar numa faixa considerável até seu valor máximo, enquanto a tensão sobre o LED permanece essencialmente constante em mais ou menos 1,6 volts. A maioria dos LEDS apresenta uma relação corrente-tensão similar.

A figura 2-30 ilustra-nos a relação entre a corrente direta e a potência total radiante de saída produzida por um LED de GaAsP. A potência é expressa somente em termos relativos (como uma porcentagem). O ponto importante a notar é que a potência de saída radiante cresce linearmente com a corrente direta.

A resposta espectral de um LED de GaAsP é apresentada na figura 3-30. O gráfico mostra o relacionamento entre a potência de saída radiante e o com-



Características tensão-corrente de um típico LED de GaAsP.



Potência de saída radiante *versus* corrente direta para um típico LED de GaAsP.

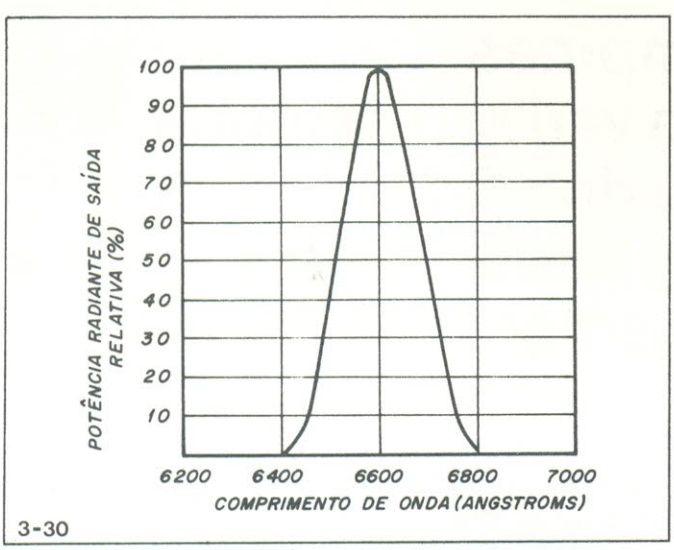
primento de onda da energia irradiada. A potência de saída é apenas relativa e plotada como uma porcentagem do máximo possível. Observe que o LED de GaAsP proporciona a mais alta saída a aproximadamente 6600 angstrons e esta cai sensivelmente em ambos os lados desse ponto máximo. Esta saída espectral relativamente estreita produz uma luz vermelha, como explicamos na lição anterior.

O desempenho de um LED pode ser expresso em termos de sua eficiência, ou seja, do número de fótons de saída produzidos para cada elétron de entrada. Quando sua eficiência é expressa dessa maneira, conclui-se que é extremamente baixa para todos os tipos de LED. Essa eficiência baixa ocorre por duas razões básicas. Primeiro, a maior parte da energia luminosa produzida nunca atinge a superfície do dispositivo onde ela pode escapar. Ela é simplesmente absorvida pelo material semicondutor semitransparente. Quanto maior a porção que a luz deve atravessar maior será a absorção. Isto porque a região P é feita muito fina. A fina camada tipo-P coloca a junção próxima à superfície, onde a luz pode escapar. Infelizmente, os fótons emitidos tendem a se mover em todas as direções, partindo da junção. Porém, esta situação á corrigida pelo contato de ouro ou suporte no fundo da pastilha. Este suporte reflete a luz emitida em direção ao fundo de volta para a camada P e ajuda a aumentar a eficiência do dispositivo.

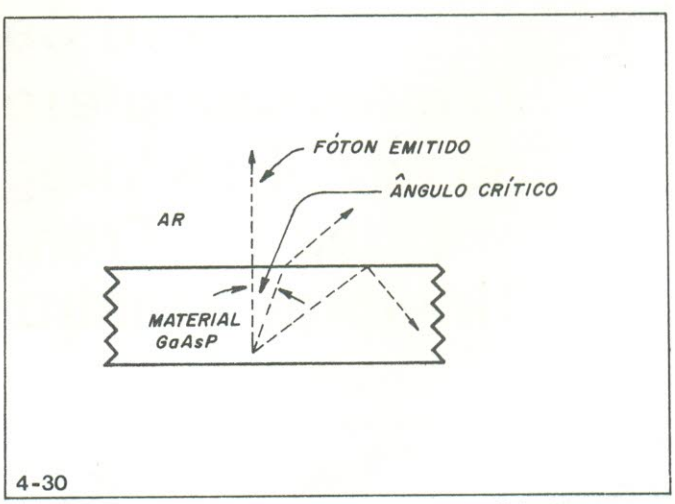
A baixa eficiência dos LEDs também se deve ao fato de que a maior parte da luz é refletida de volta para o interior do dispositivo. Para que os fótons escapem, eles devem atingir a superfície num *ângulo crítico* específico, como se pode ver pela figura 4-30. Para o LED de GaAsP o ângulo crítico é 17°. Isto simplesmente quer dizer que os fótons devem atingir a superfície dentro de um ângulo de 17° da linha perpendicular desenhada para a superfície, ou são refletidos de volta à estrutura. O ângulo crítico de 17° é válido somente quando os fótons são emitidos no ar e sob tais condições apenas 8 por cento da luz produzida pode escapar.

Quando a pastilha do LED é colocada numa cápsula plástica (epoxy é usado às vezes) o ângulo crítico é aumentado grandemente e em alguns casos pode ser dobrado. O encapsulamento, portanto, aumenta a quantidade de luz emitida além de amplificar ou difundir a luz de modo que ela seja mais facilmente vista.

Como você pode supor, a quantidade de luz produzida por um LED é muito pequena comparada a uma lâmpada incandescente. A maioria dos LEDs gera uma intensidade luminosa típica de apenas algumas milicandelas, o que é muito baixo em comparação a uma luz incandescente miniatura, de painel, que pode produzir muitas vezes mais luz. Porém, os LEDs apresentam



Resposta espectral de um típico LED de GaAsP.



Partes relativas de fótons que atingem a superfície de uma pastilha LED.

várias vantagens importantes. Em primeiro lugar, são extremamente robustos. Também respondem muito rapidamente a variações na corrente de operação e portanto podem funcionar a velocidades extremamente altas. Requerem tensões de operação muito baixas e são conseqüentemente compatíveis com circuitos integrados, transistores e outros dispositivos de estado sólido. São relativamente baratos quando comparados a dispositivos incandescentes. Além disso, podem ser designados para emitir uma cor de luz específica ou uma estreita faixa de freqüência em relação à lâmpada incandescente, que emite uma luz branca contendo uma ampla gama de freqüências luminosas.

As desvantagens associadas aos LEDs (além da baixa saída de luz) são semelhantes àquelas pertinentes a muitos tipos de componentes de estado sólido. Podem ser facilmente danificados por correntes ou tensões excessivas (acima de seus valores máximos) e sua potência radiante de saída depende da temperatura.

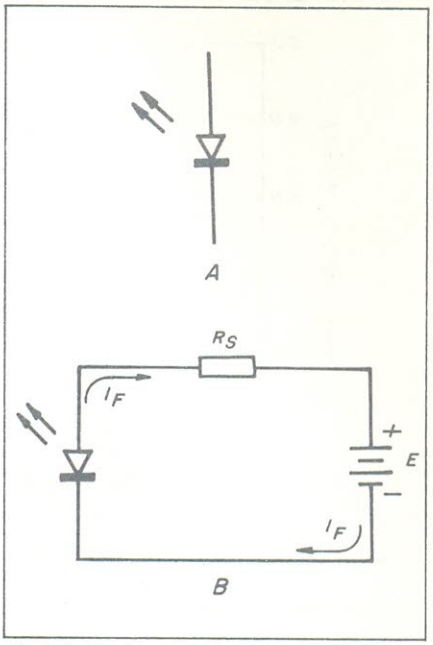
Aplicações dos LEDs

Em qualquer aplicação de um LED, o dispositivo raramente é usado sozinho. O LED é usualmente conectado em série com um resistor que limita a corrente que nele circula no valor desejado. Operar o LED sem este resistor limitador de corrente seria arriscado, uma vez que um ligeiro acréscimo na tensão de operação pode fazer com que uma corrente excessiva flua pelo dispositivo. Algumas cápsulas de LEDs já incluem resistores (na forma de pastilha).

Um símbolo esquemático comumente usado para representar o LED é mostrado na figura 5-30A e o modo correto de polarizá-lo está indicado na figura 5-30B. O resistor série (R_S) deve ter um valor que limite a corrente direta (I_F) ao valor desejado, baseado na tensão aplicada (E) e na queda de tensão sobre o LED, que podemos supor seja igual a 1,6 volts. Ao determinar o valor de R_S deve-se ter em conta a resistência interna do LED (que tem um valor típico de 5 ohms). Todos estes fatores são incluídos na seguinte equação, que pode ser usada para determinar o valor requerido de R_S:

$$R_S = \frac{E - 1{,}6}{I_F} - 5$$

Suponhamos que E é igual a 6 volts e I_F deve ser 50 miliampères (0,05 A); para obtenção da intensidade de luz desejada R_S deve ser:



O símbolo de um LED (A) e um circuito de LED adequadamente polarizado (B).

$$R_S = \frac{6 - 1{,}6 - 5}{0{,}05}$$

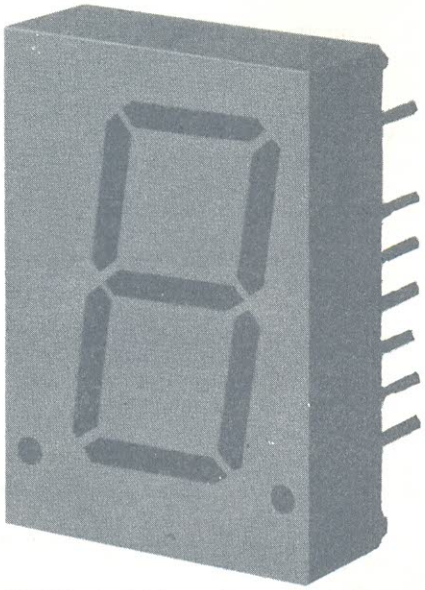
$$R_S = 88 - 5$$

$$R_S = 83 \text{ ohms}$$

BRASITONE

Em Campinas
O mais completo e variado estoque de circuitos integrados C-MOS, TTL, Lineares, Transistores, Diodos, Tirístores e Instrumentos Eletrônicos

KITS NOVA ELETRÔNICA
Rua 11 de Agosto, 185 — Campinas — Fone: 31-1756



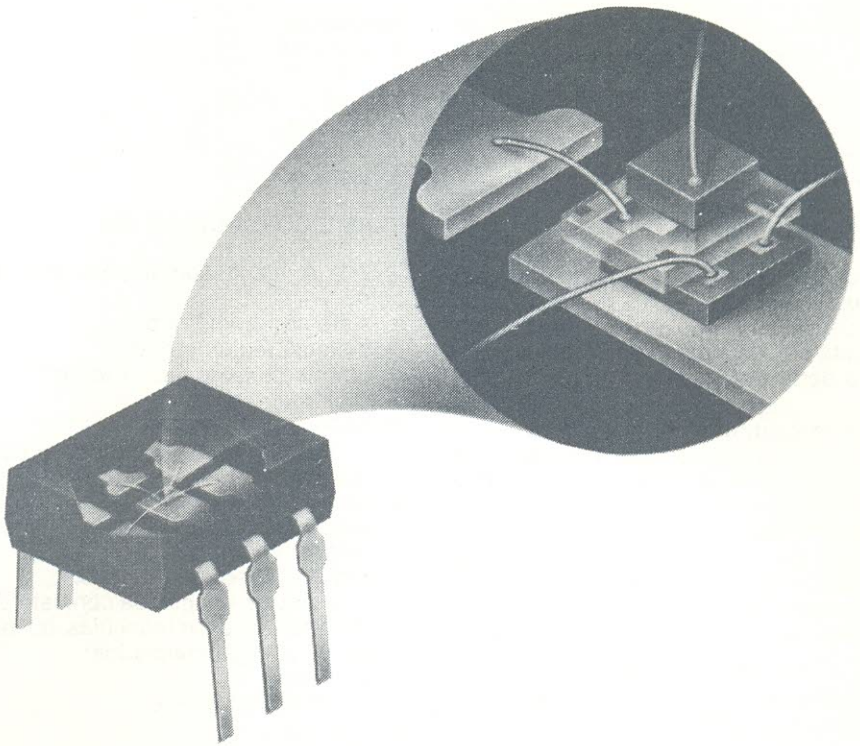
Display numérico de segmentos com LEDs.

A equação anterior é útil para determinar o valor de R_S enquanto seu valor requerido é igual ou maior que 40 ohms.

A luz visível produzida pelos LEDs com seus respectivos resistores série é geralmente usada como simples luz indicadora, para indicações de estado ligado e desligado. LEDs individuais podem ser agrupados em padrões específicos, como mostra a figura 6-30. Cada um dos LEDs mostrados nesta figura ilumina um dos sete segmentos arranjados num padrão especial. Os segmentos podem ser excitados ou não para criar os números de 0 a 9 e certas letras. Tais dispositivos são denominados *displays* (visores, indicadores) de LED de sete segmentos.

Os LEDs que emitem luz infravermelha podem ser usados em sistemas detectores de intrusão, desde que apropriamente focalizados e controlados. A luz infravermelha não pode ser vista pelo olho humano e é muito eficaz nesta aplicação.

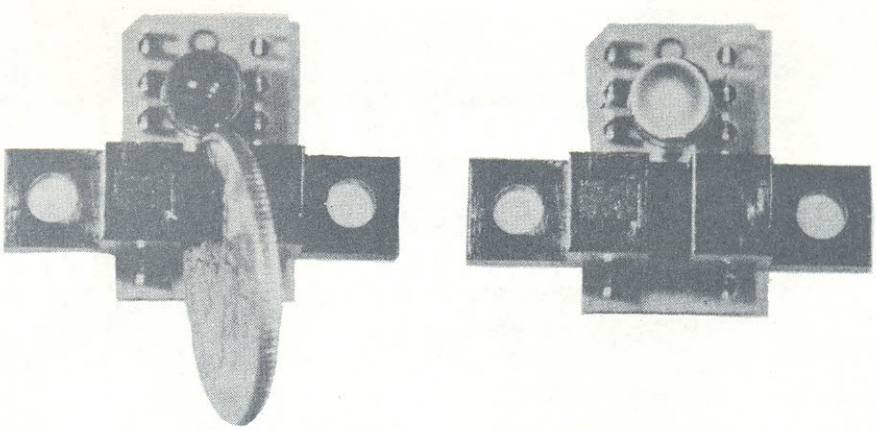
Os LEDs infravermelhos são ainda muito usados em conjunto com dispositivos sensíveis à luz, tais como fotodiodos ou fototransistores, para formar o que é chamado de **acoplador óptico**. Um acoplador óptico típico, que utiliza um LED e um fototransistor, pode ser visualizado na figura 7-30. As pastilhas do LED e do fototransistor são separadas por um tipo especial de vidro transmissor de luz, e são acopladas unicamente pelo feixe de luz produzido pelo LED. Um sinal elétrico (tensão ou corrente variável) aplicado aos terminais do LED (através de dois dos pinos da cápsula mini DIP) produzirá variações no feixe luminoso que por sua vez variará a condutividade do fototransistor. Quando adequadamente polarizado o fototransistor converterá a variação de energia luminosa novamente em um sinal elétrico. Este tipo de arranjo permite que um sinal passe de um circuito a outro mas proporciona um alto grau de isolação elétrica entre esses circuitos. Além disso, o LED responde rapidamente a variações no sinal de entrada, tornando assim possível transmitir sinais CA de alta freqüência através do acoplador óptico.



Um típico acoplador óptico com um LED e um fototransistor.

Uma outra aplicação do LED é apresentada na figura 8-30. O dispositivo mostrado nessa figura é chamado de **chave óptica de limite**. Um LED é montado na parte direita da cápsula e um circuito foto-darlington é montado no lado esquerdo. São separados por uma estreita fenda na cápsula. O dispositivo pode ser imaginado como um acoplador óptico com um feixe de luz exposto. Quando um objeto (por exemplo uma moeda) é inserido na fenda, a luz é interrompida e o circuito foto-darlington não fornece um sinal de saída. Esta condição é identificada por um LED indicador montado sobre a cápsula. Quando o objeto é removido o feixe de luz volta a incidir e a lâmpada indicadora acende. Tal dispositivo é útil para detectar a presença de objetos como cartões, bilhetes ou fitas.

Os LEDs são também usados coligados com fotodiodos ou fototransistores para "sentir" a presença de bu-



Uma chave óptica de limite que sente a presença ou ausência de um objeto.

▶

racos ou perfurações em fitas de papel ou cartões. Entretanto, nessa aplicação muitos LEDs bem como fotodiodos ou fototransistores são necessários e são agrupados em padrões específicos para corresponder às perfurações na fita ou cartão.

Pequeno teste de revisão

1 — A potência radiante produzida por um LED cresce linearmente com sua _____ de entrada.

2 — A baixa eficiência de um LED resulta de que a maior parte da luz gerada dentro do dispositivo é absorvida ou _____ de volta à sua estrutura.

3 — Para que os fótons escapem da superfície de um LED eles devem atingi-la num certo _____ especificado.

4 — Um _____ é normalmente colocado em série com um LED para limitar sua corrente ao valor desejado.

5 — Os LEDs que são arranjados em padrões de modo a criarem números, formam o que é chamado de _____ _____ de LEDs.

6 — Um acoplador óptico que contém um LED e um fotodiodo transmitirá informação por um feixe e ao mesmo tempo proporcionará um alto grau de _____ elétrica.

Respostas

1. corrente
2. refletida
3. ângulo crítico
4. resistor
5. display
6. isolação

EXAME DO CAPÍTULO VIII

1) A luz é comumente medida pelo
a. sistema fotométrico.
b. sistema radiométrico.
c. ambos os sistemas, fotométrico e radiométrico.
d. sistema isométrico.

2) O sistema fotométrico é usado para medir
a. apenas luz visível.
b. apenas luz infravermelha.
c. ambas, visível e infravermelha.
d. todo o espectro luminoso.

3) A luz é imaginada consistir de muitas partículas minúsculas ou pacotes de energia chamados
a. neutrons.
b. partículas cósmicas.
c. prótons.
d. fótons.

4) A resistência de uma célula fotocondutiva será extremamente alta quando
a. ela for exposta a uma alta intensidade de luz.
b. nenhuma luz atingir sua superfície.
c. estiver reversamente polarizada.
d. estiver diretamente polarizada.

5) A célula fotovoltaica responde a variações na intensidadé da luz
a. pela variação de sua transcondutância.
b. variando sua resistência.
d. gerando uma tensão de saída.

6) O fotodiodo pode ser usado
a. no modo fotocondutivo ou fotovoltaico.
b. apenas no modo fotovoltaico.
c. no modo transcondutivo.
d. apenas no modo fotocondutivo.

7) Quando comparamos fotodiodos e fototransistores descobrimos que o fototransistor tem uma
a. maior corrente de saída e resposta mais rápida.
b. menor corrente de saída e resposta mais rápida.
c. maior corrente de saída mas uma resposta mais lenta.
d. menor corrente de saída e uma resposta mais lenta.

8) O LED emite luz quando as lacunas e elétrons próximos a sua junção
a. separam-se.
b. recombinam-se.
c. são forçados a fluir para fora da junção.
d. são forçados a fluir rumo à junção sem recombinação.

BARTÔ
REPRESENTAÇÕES E COMÉRCIO LTDA.
ELETRÔNICA

KITS NOVA ELETRÔNICA
DIODOS — CI — INSTRUMENTOS
TRANSISTORES EM GERAL

RUA DA CONCÓRDIA, 312/314 —
FONES: 224-3699 — 224-3580
RECIFE — PE.
TELEX 0112201

9) Sob condições normais de operação a tensão direta sobre um LED deverá estar entre
a. 7 e 10 volts.
b. 3 e 5 volts.
c. 1 e 2 volts.
d. 0 e 1 volts.

10) Ao compararmos um LED com um lâmpada incandescente concluímos que ele apresenta
a. resposta mais lenta e produz menos luz.
b. resposta mais rápida e produz mais luz.
c. resposta mais lenta e produz mais luz.
d. resposta mais rápida e produz menos luz.

11) Quando um LED e um fototransitor são montados na mesma cápsula de modo a serem conectados por um feixe de luz que transmite sinais elétricos, o dispositivo formado é conhecido como
a. acoplador óptico.
b. chave óptica de limite.
c. circuito foto-darlington.
d. *display* de LEDs.

12) Se um LED é ligado como mostramos na figura 5-30B, sendo E igual a 12 volts enquanto I_F deve ser 20 miliampères, o valor requerido de R_S será (suponha que a queda do diodo é 1,6 volts):
a. 595 ohms.
b. 1040 ohms.
c. 51,5 ohms.
d. 515 ohms.

RESPOSTAS DO EXAME

1.(C) — Os sistemas radiométrico e fotométrico são usados mas não são idênticos.

2.(A) — O sistema fotométrico trabalha com a luz visível, que pode ser percebida pelo olho humano.

3.(D) — A luz contém fótons ou partículas minúsculas de energia radiante que se movem através do espaço quase do mesmo modo que as ondas de rádio.

4.(B) — Quando completamente no escuro a resistência da célula é mais alta, sendo que ela diminui com o acréscimo na intensidade da luz.

5.(D) — A tensão gerada pela célula fotovoltaica aumenta com a intensidade da luz.

6.(A) — Quando usado no modo fotocondutivo o fotodiodo age como um resistor sensível à luz, mas quando usado no modo fotovoltaico ele gera uma tensão de saída.

7.(C) — Os fototransistores produzem correntes de saída na faixa de miliampères, enquanto os fotodiodos produzem saídas na faixa de microampères. Infelizmente, a maior saída é obtida sacrificando-se a velocidade de resposta.

8.(B) — A recombinação de elétrons e lacunas resulta na emissão de fótons.

9.(C) — Uma queda de tensão típica para um LED é 1,6 volts mas este valor poderá ser ligeiramente maior ou menor devido a variações nas características do LED.

10.(D) — Os LEDs respondem muito mais rapidamente que as lâmpadas incandescentes, mas produzem baixos níveis de saída luminosa.

11.(A) — Os acopladores ópticos são usados para transmitir sinais elétricos mais proporcionam um alto grau de isolação elétrica.

12.(D) — Este problema deverá ser resolvido do seguinte modo:

$$R_S = \frac{12 - 1{,}6 - 5}{0{,}02}$$

$$R_S = \frac{10{,}4 - 5}{0{,}02}$$

$$R_S = 520 - 5$$

$$R_S = 515 \text{ ohms}$$

KIT'S NOVA ELETRÔNICA COMPONENTES

Toda a linha Kenwood
SSB UHF VHF
Wattímetros e Cargas Bird
Freqüencímetros YAESU
Instrumentos B&K
Antenas Móveis

Pelo melhor preço

Comercial Bezerra ltda

R. COSTA AZEVEDO, 139 - FONE: 232-5363 TELEX: 092-456

PRÁTICA EM TÉCNICAS DIGITAIS

17.ª lição

MAPAS DE KARNAUGH

O mapa de Karnaugh é um método gráfico de minimização de equações lógicas. As equações descrevem uma função lógica digital que pode ser quebrada e arranjada de modo que forme um mapa ou ilustração e permita uma simplificação ou redução rápida. O mapa de Karnaugh é uma alternativa ao uso da álgebra booleana para a simplificação de expressões lógicas. De fato, ele é preferido em lugar da álgebra booleana porque torna o processo de redução mais rápido, fácil e eficaz. Essa técnica elimina completamente a necessidade do uso da álgebra de Boole e permite a você transformar diretamente a função lógica da tabela da verdade em um mapa que então a levará à forma simplificada. E com isso nem sempre será necessário escrever antes as equações a partir da tabela.

Os mapas de Karnaugh realmente substituem as equações lógicas booleanas na forma de soma de produtos. Para fins de projeto, estas equações são derivadas da tabela verdade, como dissemos há pouco. Cada um dos termos produto da equação é denominado **minitermo.** Cada minitermo é o produto de diversas variáveis de entrada chamadas literais. Na tabela verdade que descreve a função lógica, todas as combinações possíveis na entrada estão arroladas. Por exemplo, para um circuito lógico de 2 entradas, há quatro combinações possíveis: 00, 01, 10 e 11. Se as entradas literais receberem os nomes de A e B, então os minitermos serão $\overline{A}\overline{B}$, $\overline{A}B$, $A\overline{B}$ e AB.

Ao invés de escrever o termo produto com relação aos literais, muitas vezes ele é expresso simplesmente pela letra **m** acrescida do valor decimal do número binário representado por aquele minitermo. Por exemplo, o termo produto AB, representa os estados de entrada 00. A designação do minitermo então deverá ser m_0. O termo produto $\overline{A}\overline{B}$ representa os estados de entrada 11. O decimal equivalente desse número é 3, portanto, a designação do minitermo será m_3. A figura 1-17 relaciona os termos produtos para um circuito lógico de duas entradas, seus equivalentes binários e decimais e as designações dos minitermos.

Um mapa de Karnaugh tomará esta informação e a transladará para a forma gráfica. A figura 2-17 mostra um mapa de Karnaugh para um circuito lógico de duas entradas. Uma vez que existem duas variáveis de entrada, há quatro termos produtos possíveis. Cada termo produto é representado por uma cela ou quadrado no mapa.

Para mostrar como o mapa e a equação estão relacionados, tomaremos alguns exemplos de conversão de equação para mapa e de mapa para equação. Considere a equação booleana: $C = \overline{A}B + A\overline{B}$

Esta é a equação para um circuito OU exclusivo. Note que ela contém dois termos produtos das duas variáveis A e B. Para plotar esta equação no mapa, simplesmente colocaremos 1 binário nas células que representarem os termos produtos da equação. Isto você pode ver na figura 3-17. As designações dos minitermos não são geralmente incluídas nos quadrados do mapa. De outro modo, os próprios quadrados podem ser identificados remetendo-se às designações acima e à esquerda do mapa. No topo deste estão as designações A e $\overline{A}$ que se referem às duas colunas verticais. À esquerda do mapa estão as designações B e $\overline{B}$ que designam as filas horizontais dos quadrados. O termo produto correspondente a um quadrado é identificado lendo-se acima e à esquerda essas letras que formam o termo produto.

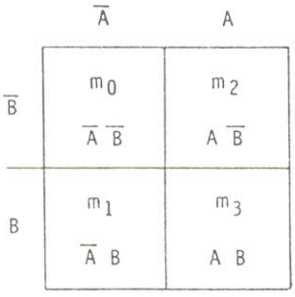
Nesse exemplo transladamos uma equação conhecida para a forma de mapa de Karnaugh. Tenha em mente que o mapa também pode ser desenvolvido diretamente a partir da tabela verdade. A coluna de saída da tabela é observada e os estados de entrada correspondentes a saídas 1 binário são transformados em termos produtos que podem então ser plotados no mapa.

Como um exemplo de transferência de um mapa de Karnaugh para o equivalente em equações booleanas, considere o mapa apresentado na figu-

DECIMAL	BINARIO A	BINARIO B	TERMO PRODUTO	DESIGNAÇÃO MINITERMO
0	0	0	$\overline{A}\ \overline{B}$	m_0
1	0	1	$\overline{A}\ B$	m_1
2	1	0	$A\ \overline{B}$	m_2
3	1	1	$A\ B$	m_3

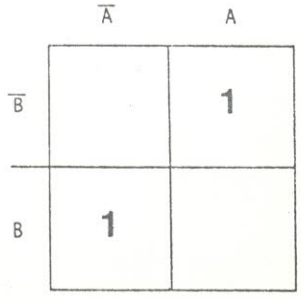
1-17

Designação dos minitermos para produtos lógicos de dois literais.



2-17

Mapa de Karnaugh de duas variáveis.



3-17

Mapa de Karnaugh para a função OU exclusivo $\overline{A}B + A\overline{B}$

ra 4-17. Para escrever a expressão de saída correspondente a este mapa, você desenvolverá um minitermo para cada quadrado que contenha 1 binário. Estes minitermos são então reunidos para formar uma equação booleana soma de produtos. O mapa na figura 4-17 designa a função NOU exclusivo expressa pela equação:

$C = \overline{A}\overline{B} + AB$

Também podemos escrever esta equação usando as designações minitermos:

$C = m_0 + m_3$

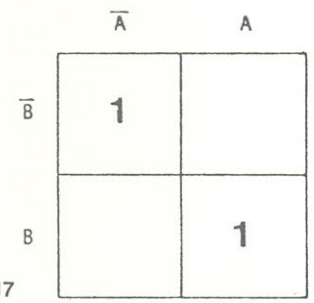
A figura 5-17 ilustra o mapa de Karnaugh para um circuito lógico de três variáveis. Uma vez que são três entradas variáveis, há oito combinações possíveis na entrada. Cada estado de entrada é representado por um quadrado no mapa. O minitermo para cada quadrado está designado no mapa. As relações entre os termos produtos, seus equivalentes binários e decimais e as designações dos minitermos, são dadas na figura 6-17. Observe que as colunas e as filas no mapa são indicadas por letras que correspondem às entradas.

As duas colunas verticais da direita são designadas A, as duas colunas verticais da esquerda são designadas $\overline{A}$. Note que estas colunas verticais são designadas numa forma diferente pela variável de entrada C. As duas colunas centrais representam C, enquanto as duas colunas exteriores representam $\overline{C}$. As duas filas horizontais de quatro quadrados são designadas B e $\overline{B}$. O minitermo representado por cada quadrado pode ser determinado simplesmente escrevendo-se o termo produto constituído pelas três letras que designam aquele quadrado na sua posição de coluna e fila. Serão necessárias três designações de entrada para definir as coordenadas de um quadrado.

O método de registrar uma dada equação booleana no mapa de Karnaugh para três variáveis é similar àquele para duas variáveis. Considere a equação:

$C = A\overline{B}\overline{C} + A\overline{B}\overline{C} + \overline{A}BC$

Cada termo de três variáveis é designado por 1 binário no quadrado apropriado. Veja a figura 7-17.



4-17

Mapa de Karnaugh para função NOU exclusivo $\overline{A}\overline{B} + AB$.

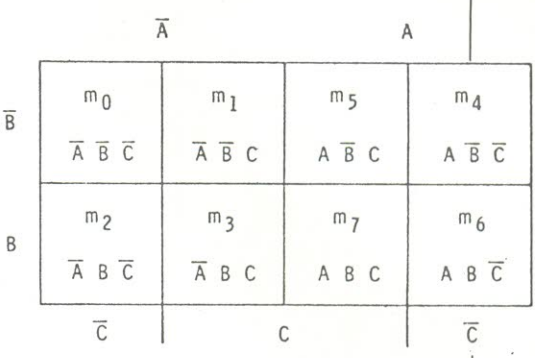
O mapa de Karnaugh na figura 8-17 mostra como uma equação pode ser escrita a partir do mapa. O minitermo representado por cada quadrado onde aparece 1 binário é somado com os outros termos para produzir a equação:

$M = \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}\overline{C} + ABC$

Na forma de minitermo a equação é:

$M = m_0 + m_2 + m_4 + m_7$

Estes mesmos conceitos podem ser aplicados a expressões lógicas envolvendo quatro variáveis. A tabela da



5-17

Mapa de Karnaugh de três variáveis.

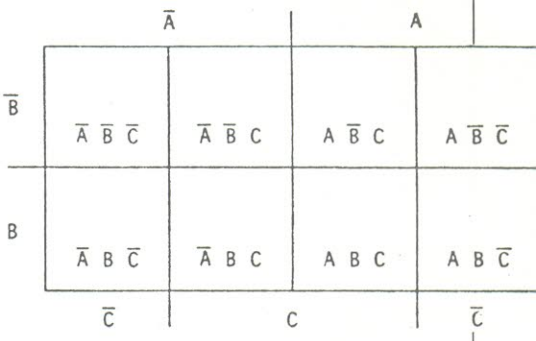


figura 9-17 mostra todas as dezesseis possibilidades de combinação para quatro entradas variáveis. Todos os termos produtos com seus respectivos equivalentes binários e decimais são dados.

Um mapa de Karnaugh de quatro variáveis é apresentado na figura 10-17. Cada quadrado no mapa representa um dos minitermos de quatro variáveis. O processo de registro de uma dada equação soma de produtos, no mapa, assemelha-se ao processo descrito anteriormente para duas e três variáveis. Além disso, o procedimento para escrever a equação a partir do mapa também é semelhante ao descrito anteriormente. Como exemplo, o mapa da figura 11-17 representa a equação abaixo:

$X = \overline{A}B\overline{C}\overline{D} + \overline{A}\overline{B}CD + \overline{A}B\overline{C}\overline{D} + A\overline{B}\overline{C}\overline{D} + A\overline{B}CD$

$X = m_0 + m_3 + m_4 + m_8 + m_{11}$

Combine cada termo da equação com o quadrado adequado no mapa, para certificar-se que entendeu como os dois estão relacionados.

No projeto do circuito detector BCD de estados inválidos que iniciamos na lição anterior, você escreveu as equações booleanas a partir da tabela verdade. Eram elas:

$F = A\overline{B}C\overline{D} + A\overline{B}CD + AB\overline{C}\overline{D} + AB\overline{C}D + ABC\overline{D} + ABCD$

DECIMAL	BINARIO A B C	TERMO PRODUTO	DESIGNAÇÃO DO MINITERMO
0	0 0 0	$\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}$	m_0
1	0 0 1	$\overline{A}\,\overline{B}\,C$	m_1
2	0 1 0	$\overline{A}\,B\,\overline{C}$	m_2
3	0 1 1	$\overline{A}\,B\,C$	m_3
4	1 0 0	$A\,\overline{B}\,\overline{C}$	m_4
5	1 0 1	$A\,\overline{B}\,C$	m_5
6	1 1 0	$A\,B\,\overline{C}$	m_6
7	1 1 1	$A\,B\,C$	m_7

6-17

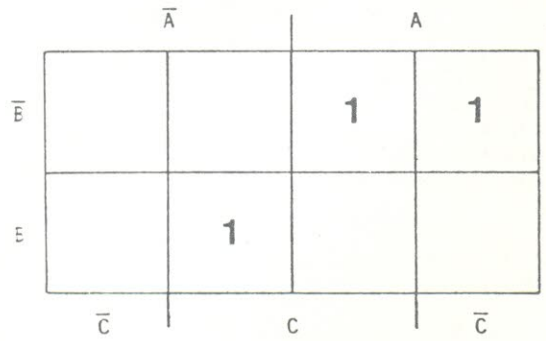
Designação dos minitermos para produtos lógicos de três literais.

$$F = m_{10} + m_{11} + m_{12} + m_{13} + m_{14} + m_{15}$$

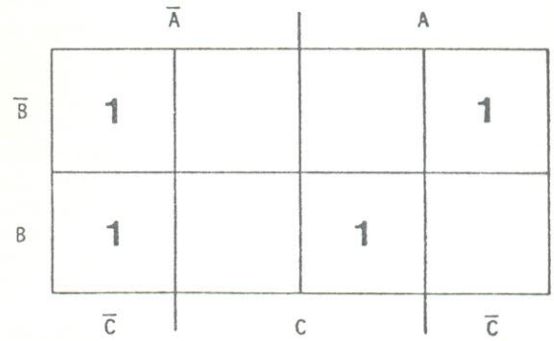
Estas podem ser substituídas num mapa de Karnaugh como mostra a figura 12-17.

Agora que você já sabe como as equações booleanas são plotadas nos mapas de Karnaugh e como ler e transformar um mapa de Karnaugh em uma equação booleana, você está apto para ver como estes mapas podem ser utilizados para a minimização de circuitos.

A redução das equações lógicas com álgebra de Boole é feita largamente pelo uso da Lei dos Complementos ($A + \overline{A} = 1$). Colocando a função lógica na forma de soma de produtos, os minitermos podem ser agrupados para permitir a simplificação de variáveis comuns. Este processo geralmente produz expressões da Lei dos Complementos para uma das variáveis de entrada. Assim uma das variáveis de entrada é eliminada do grupo de minitermos do qual ela foi extraída, simplifi-



7-17 Mapa de Karnaugh para a equação $C = A\overline{B}C + A\overline{B}\,\overline{C} = \overline{A}BC$.

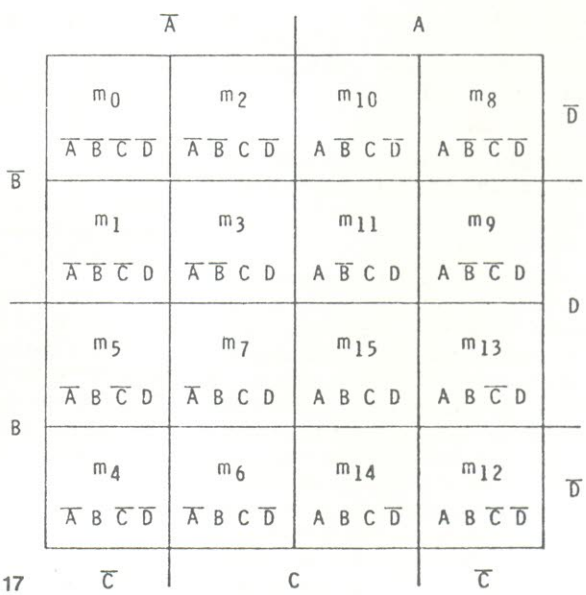


8-17 Mapa de Karnaugh da equação $M = \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}\overline{C} + ABC$.

DECIMAL	BINARIO A B C D	TERMO PRODUTO	DESIGNAÇÃO DO MINITERMO
0	0 0 0 0	$\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D}$	m_0
1	0 0 0 1	$\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}\,D$	m_1
2	0 0 1 0	$\overline{A}\,\overline{B}\,C\,\overline{D}$	m_2
3	0 0 1 1	$\overline{A}\,\overline{B}\,C\,D$	m_3
4	0 1 0 0	$\overline{A}\,B\,\overline{C}\,\overline{D}$	m_4
5	0 1 0 1	$\overline{A}\,B\,\overline{C}\,D$	m_5
6	0 1 1 0	$\overline{A}\,B\,C\,\overline{D}$	m_6
7	0 1 1 1	$\overline{A}\,B\,C\,D$	m_7
8	1 0 0 0	$A\,\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D}$	m_8
9	1 0 0 1	$A\,\overline{B}\,\overline{C}\,D$	m_9
10	1 0 1 0	$A\,\overline{B}\,C\,\overline{D}$	m_{10}
11	1 0 1 1	$A\,\overline{B}\,C\,D$	m_{11}
12	1 1 0 0	$A\,B\,\overline{C}\,\overline{D}$	m_{12}
13	1 1 0 1	$A\,B\,\overline{C}\,D$	m_{13}
14	1 1 1 0	$A\,B\,C\,\overline{D}$	m_{14}
15	1 1 1 1	$A\,B\,C\,D$	m_{15}

9-17

Designação dos minitermos para todas as combinações possíveis de quatro literais.



10-17 Mapa de Karnaugh de quatro variáveis.

Gemaeffe

Comércio Importação e Exportação Ltda.

SANTA EFIGÊNIA NO ABC?

TEMOS O PRAZER DE OFERECER ÀS INDÚSTRIAS, RADIOMADORES, TÉCNICOS, ESTAÇÕES DE RÁDIO, ESTUDANTES, com os melhores preços da praça e atendimento carinhoso:

— *Instrumentos de medição: TRIO, ICE, SIMPSON, HICKOK, CSC, LABO, NATIONAL, B&K, HIOKI, FLUKE, MINIPA, KAISE*

— *Circuitos integrados — diodos, transistores, triac, diac, tiristores, etc. — TEXAS, NATIONAL, FAIRCHILD, RCA*

— *Componentes vários: Joto, condensadores cerâmicos, etc..*

— *Motores, cabeças para gravador e rádio, nacionais e importados*

— *Valvulas industriais e radiofusão: EIMAC — GE — BB — RCA*

— *Condensadores especiais. Digitron — Merctronic*

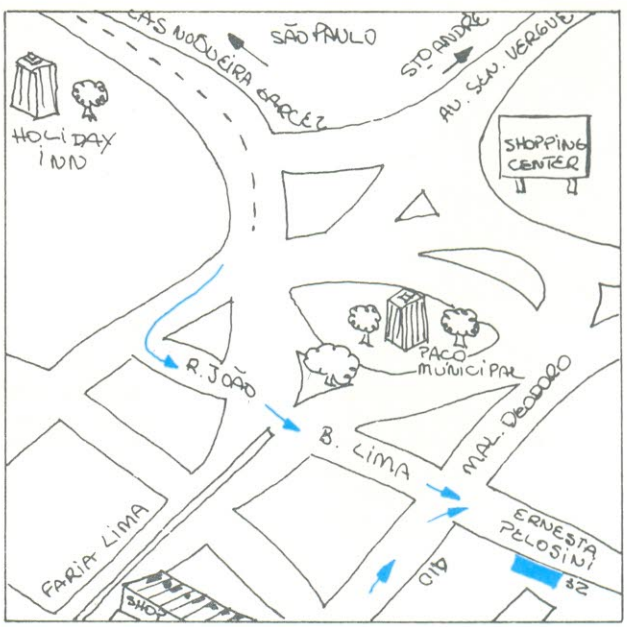
— *Kits NOVA ELETRÔNICA com assistência técnica exclusiva*

— *Componentes industriais DIGITRON*

— *Produtos AEROFIL*

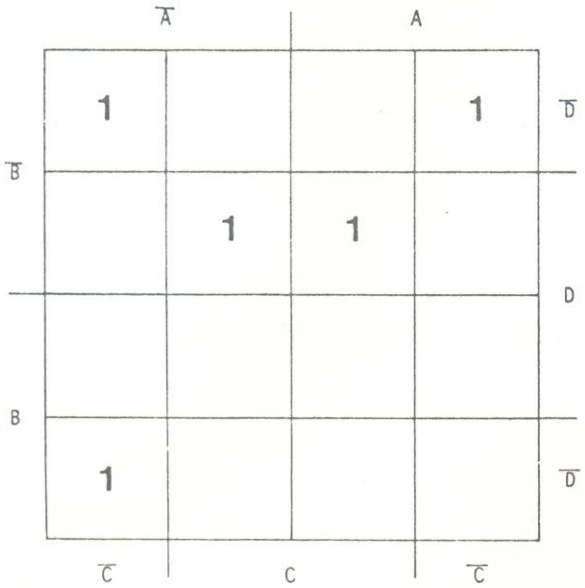
— *Kits e caixas moduladas MALITRON*

— *Transformadores WILLKASON, EASA*

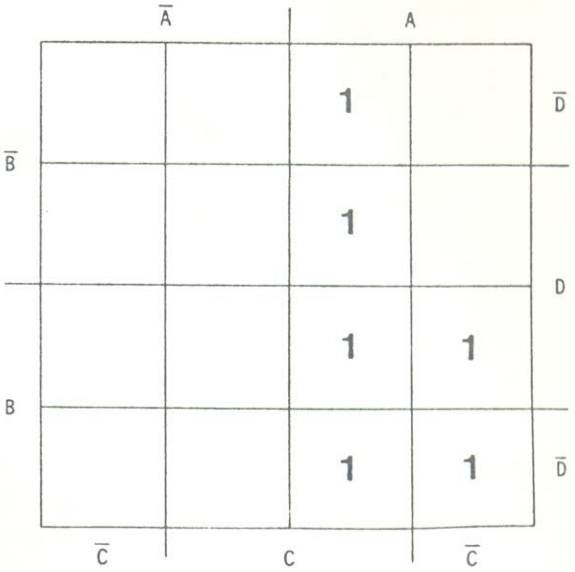


O NOSSO ENDEREÇO?

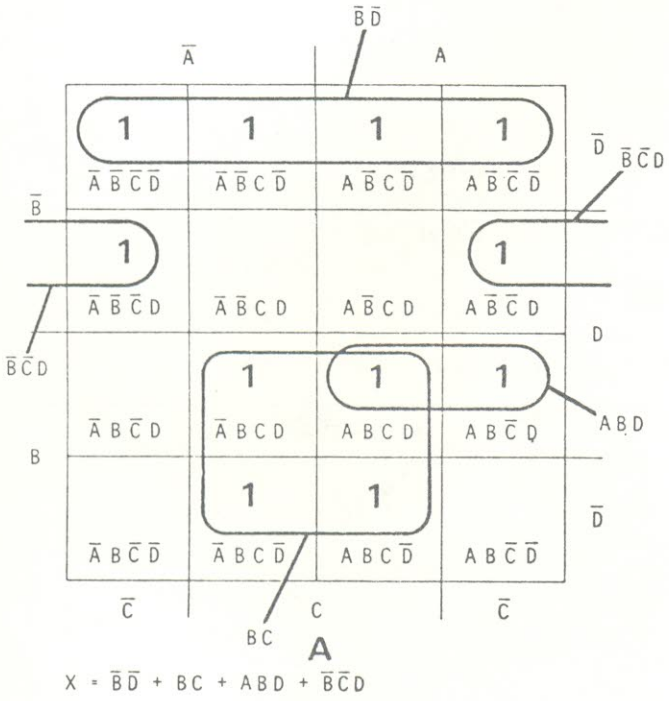
Rua Ernesta Pelosini, 32 **CEP 09700**
Caixa Postal 594 Fone: 448 33 61
Telex: (011) 32013 DGTN-BR
São Bernardo do Campo, SP



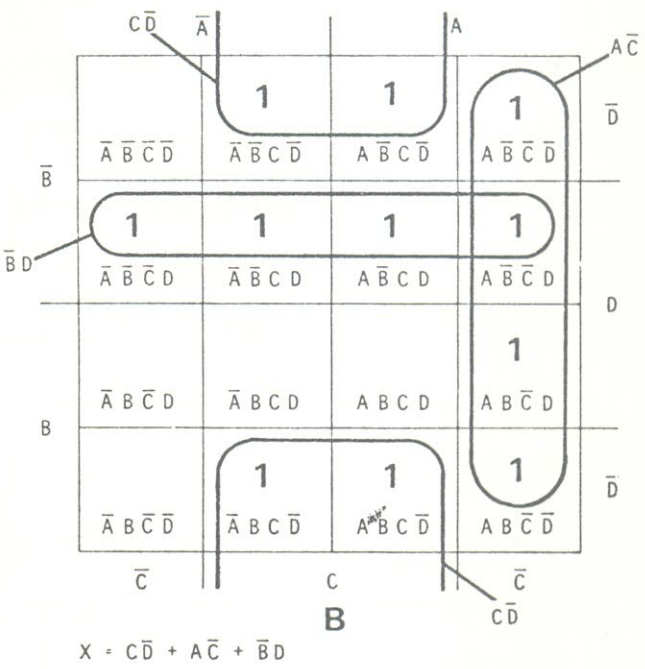
11-17 Mapa de Karnaugh para a equação X = $= \overline{A}\overline{B}\overline{C}\overline{D} + \overline{A}\overline{B}CD + \overline{A}B\overline{C}\overline{D} + A\overline{B}CD + AB\overline{C}\overline{D}$.



12-17 Mapa de Karnaugh para o detector de códigos inválidos BCD.



$X = \overline{B}\overline{D} + BC + AB\overline{D} + \overline{B}C\overline{D}$



$X = C\overline{D} + A\overline{C} + \overline{B}D$

13-17 Mapa de Karnaugh de quatro variáveis.

cando, desse modo, a expressão. Quase toda a simplificação que resulta do uso da álgebra booleana vem da redução pela Lei dos Complementos. O mapa de Karnaugh efetivamente implementa essa técnica numa forma gráfica.

Observe o mapa de Karnaugh de quatro variáveis da figura 13-17. Se você estudar este mapa cuidadosamente, verá que células ou minitermos adjacentes diferem em apenas uma das variáveis de entrada. Ou seja, apenas uma das variáveis muda quando nos movemos de uma célula à próxima adjacente, horizontal ou verticalmente. Por exemplo, considere os dois minitermos verticais identificados por binários 1 no mapa da figura 14-17. Movendo-nos da célula superior para a inferior, somente a variável B muda. As variáveis A e C permanecem as mesmas. Estes dois minitermos adjacentes especificam uma simplificação que pode ser feita. Você pode ver isso escrevendo a equação booleana desses minitermos. Suponha que a equação soma de produtos dos mesmos seja igual à função Y. A equação tirada do mapa da figura 14-17 é então Y = $= A\overline{B}C + ABC$.

Agora, use álgebra booleana para simplificar essa expressão. Como é feito a seguir:

$Y = A\overline{B}C + ABC$

$Y = AC(\overline{B} + B)$

DIGITAL CADA UM TEM UMA.
MAS A NOSSA É MELHOR.
PORQUE TEM UM ESTOQUE
COMPLETO E VARIADO DE
COMPONENTES ELETRÔNICOS
E DOS KITS NOVA ELETRÔNICA.

DIGITAL

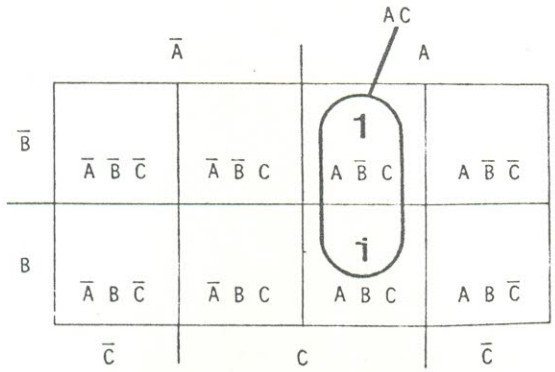
Componentes Eletrônicos Ltda.

Rua Conceição, 377/383 — Porto Alegre, RS
Fone: (0512) 24-4175
TELEX 0512708 DGTL BR

Os Catarinenses já não tem
problemas para comprar Kits
Nova Eletrônica e componentes

RADAR

Eletrônica Radar Ltda.
Rua General Liberato Bitencurt Nº 1.999
Florianópolis
tel.:44-3771



14-17 Células adjacentes num mapa de Karnaugh diferem apenas por um literal.

$Y = AC(1)$
$Y = AC$

O literal B simplesmente caiu fora, deixando a expressão Y = AC. A minimização de uma equação lógica com um mapa de Karnaugh baseia-se nesse conceito.

O procedimento básico para reduzir uma equação lógica pelo mapa de Karnaugh é primeiro "mapear" a expressão, colocando 1 binário em cada célula que represente os minitermos da equação soma de produtos. Depois, identificar as adjacências verticais e horizontais em grupos de dois ou quatro. Notar então quais variáveis mudam quando passamos de uma célula a outra em cada conjunto de termos adjacentes. Estas entradas depois cairão fora da expressão. Os termos restantes da entrada serão reagrupados na forma de soma de produtos para produzir a expressão simplificada. Um exemplo ilustrará melhor este processo.

Considere a expressão lógica:

$Y = \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}C$
$Y = m_0 + m_1 + m_2 + m_5$

Para simplificar esta expressão nós primeiros a registraremos num mapa de Karnaugh. Uma vez que são variáveis de três entradas, um mapa de Karnaugh de oito células será usado. Binários 1 serão colocados naquelas células que representem os minitermos da equação. Isto é o que vemos na figura 15-17.

A seguir, minitermos adjacentes são agrupados por alguma potência de 2 (2, 4, 8, etc.). Cada grupo de dois ou quatro minitermos é identificado por um círculo circunscrevendo os binários 1 no mapa, como na figura 15-17.

Cada grupo circunscrito é então observado para determinar quais variáveis mudam ao se passar de uma célula a outra próxima no grupo. No grupo vertical da figura 15-17, a variável B muda da célula superior para a inferior. Isto indica que o termo B cai fora, deixando apenas os termos $\overline{A}$ e $\overline{C}$. Portanto, este grupo de duas variáveis adjacentes representa a expressão lógica $\overline{A}\overline{C}$.

Observando o agrupamento horizontal vemos que a variável que muda de uma célula a outra é a variável A. O termo A, em conseqüência, cai, deixando os termos B e C. Uma vez que a variável que muda foi identificada, um novo minitermo menor é desenvolvido a partir das variáveis que não mudaram. Um termo produto das variáveis que permanecem é f ormado, no caso $\overline{B}C$. Estes termos produtos mais curtos para cada grupo, são somados para produzir a expressão reduzida. Portanto, a expressão simplificada a partir do mapa é:

$Y = \overline{A}\overline{C} + \overline{B}C$

A habilidade de usar um mapa de Karnaugh para produzir a redução de uma equação ao mínimo resulta de agrupar apropriadamente os minitermos e reconhecer todas as adjacências ou combinações de adjacências.

A figura 15-17 apresenta dois exemplos adicionais de mapeamento de equações lógicas, agrupamento de minitermos e geração de expressão. reduzida. Na figura 16-17A, a equação booleana é:

$X = A\overline{B}C + A\overline{B}\overline{C} + AB\overline{C}$

Os três minitermos são registrados nas células adequadas no mapa, marcando-se nas mesmas. Minitermos adjacentes são então agrupados para identificar os termos de entrada redundantes. Note que o minitermo $A\overline{B}\overline{C}$ é usado duas vezes. Qualquer minitermo dado pode ser usado tantas vezes quanto for necessário para formar grupos adjacentes de dois ou quatro.

Para determinar as variáveis redundantes de entrada, você notará quais delas mudam ao se passar de um quadrado ao próximo dentro dos grupos formados. O grupo horizontal de dois identifica a mudança da variável $\overline{C}$. Ao se mover de uma célula a outra os termos A e $\overline{B}$ não mudam, mas o termo C sim. Isto significa que o termo C cai fora. Nós formamos então um novo termo produto constituído de variáveis que não mudam, no caso $A\overline{B}$.

A seguir, observamos o grupo vertical de dois para determinar a variável redundante. No caso esta é B, uma vez que ao passar de uma célula a outra no sentido vertical, o termo B muda de B para $\overline{B}$. Os termos A e $\overline{C}$ permanecem e portanto representam o novo termo produto para o uso na expressão minimizada. Os novos termos produtos são logicamente somados para constituir a expressão de saída:

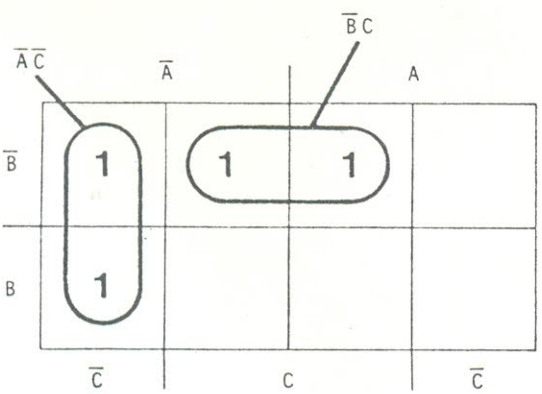
$X = A\overline{B} + A\overline{C}$

Como você pode ver na figura 16-17A as expressões, original e reduzida, são consideravelmente diferentes. A expressão reduzida é muito mais econômica na implementação do circuito.

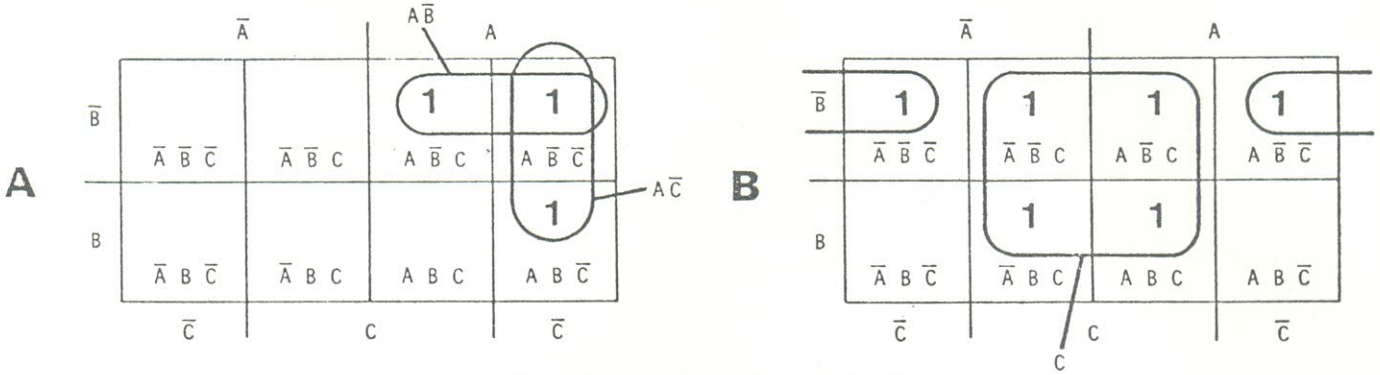
A figura 16-17B nos ilustra com outro exemplo de minimização de equação booleana de três variáveis. Essa equação é:

$X = \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}\overline{B}C + \overline{A}BC + A\overline{B}\overline{C} +$
$+ A\overline{B}C + ABC$
$X = m_0 + m_1 + m_3 + m_5 + m_7$

Grupos de duas ou quatro funções



15-17 Utilização de um mapa de Karnaugh para minimizar a expressão $Y = m_0 + m_1 + m_2 + m_3$.



16-17 Exemplos de redução de equações lógicas de três variáveis com mapas.

adjacentes são então formados, como se pode ver. É desejável formar o maior agrupamento possível com os minitermos registrados no mapa. Quanto maior o agrupamento, maior a redução que terá lugar. Note no grupo de quatro que, ao se passar de um quadradinho a outro, os termos A e B mudam. No sentido vertical, muda B, enquanto horizontalmente muda A. A única variável que não sofre mudança de uma das quatro células a qualquer outra é o termo C. Isto quer dizer que as entradas A e B são redundantes e podem ser separadas da equação e excluídas. Esse agrupamento de quatro bits então, resulta numa substancial minimização e simplesmente representa a variável de entrada C. O que esse agrupamento nos informa é que a expressão de saída será afetada somente pela variável C, independentemente dos estados das entradas A e B.

O agrupamento formado pelos minitermos $\overline{A}B\overline{C}$ e $A\overline{B}\overline{C}$ ilustra um caso especial de agrupamento e mostra uma característica única do mapa de Karnaugh. Note que entre esses dois minitermos, apenas a variável A muda. Isto significa que estas duas células podem ser consideradas adjacentes. Um outro meio de olhar isto é supor que a borda esquerda do mapa é adjacente à borda direita do mesmo. Imagine o mapa como um cilindro onde os extremos direito e esquerdo se curvariam para formar o cilindro. Esta adjacência então resulta na expressão $\overline{B}\overline{C}$. Estes termos são comuns a ambas as células com o termo $\overline{A}$ mudando e, portanto, excluindo-se da expressão. A expressão reduzida de saída é:

$$X = \overline{B}\overline{C} + C$$

A potencialidade do mapa de Karnaugh é evidente a partir desses exemplos. Com uma pequena prática no mapeamento e agrupamento dos minitermos, você rapidamente reduz expressões lógicas a sua forma mínima. O mapa proporciona um meio visual de reconhecimento de padrões nos agrupamentos de minitermos de modo que as redundâncias nas variáveis de entrada possam ser facilmente reconhecidas e eliminadas, deixando portanto somente os termos essenciais de entrada para implementar a função.

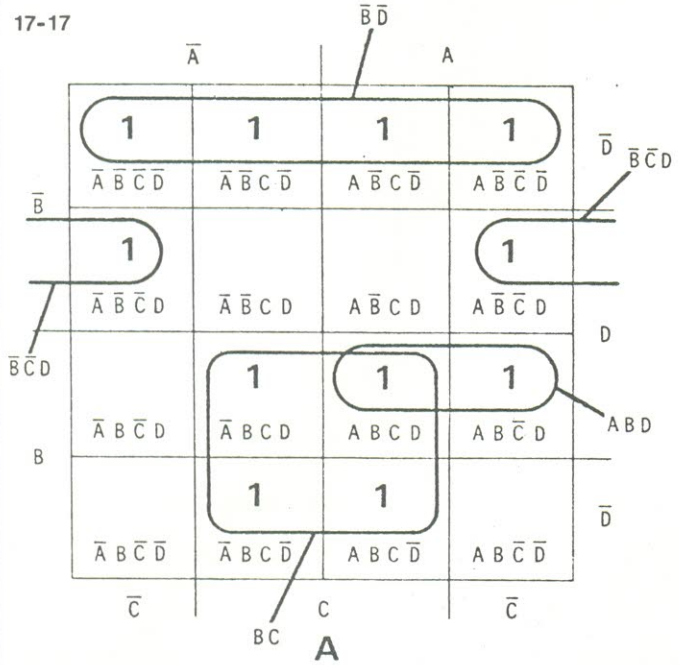
A vantagem do mapa de Karnaugh na agilização e simplificação da redução de equações lógicas torna-se mais evidente quando mais variáveis de entrada são empregadas. Quatro variáveis de entrada produzem dezesseis estados diferentes. Estes podem ser combinados de vários modos para formar equações lógicas. Expressões envolvendo minitermos de quatro variáveis ou mais são difíceis de serem trabalhadas com o uso das técnicas de álgebra booleana comuns. Mas, pelo mapeamento, você rapidamente agrupa os minitermos relacionados de maneira que as redundâncias sejam prontamente identificadas.

As figuras 17-17A até 17-17D mostram diversos exemplos do uso de mapas de Karnaugh com quatro variáveis. As equações reduzidas para cada exemplo também são dadas. Estude os vários agrupamentos de minitermos, assegurando o seu entendimento de como as expressões reduzidas foram obtidas para cada grupo. Ao estudar cada exemplo tenha em mente os seguintes fatos:

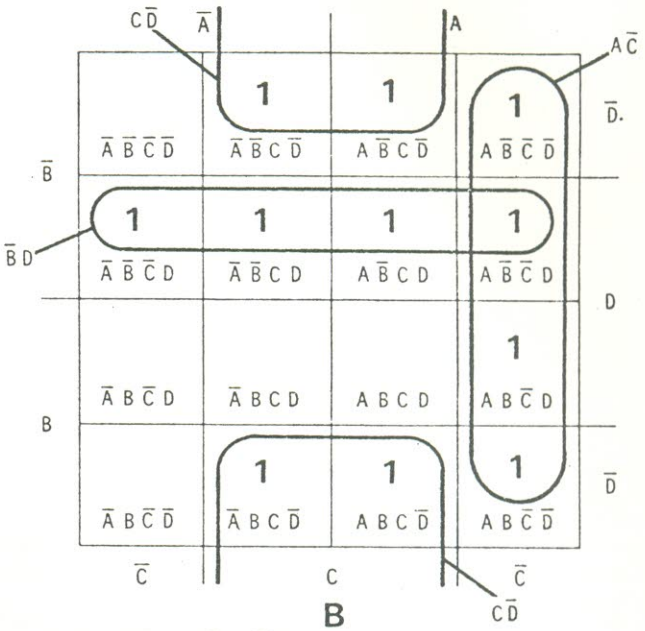
1. Minitermos adjacentes são agrupados por dois, quatro, oito, e potências de 2 maiores quando necessário. Os agrupamentos podem ser horizontais, verticais ou envolver termos adjacentes que não "parecem" adjacentes no mapa. Em um mapa de quatro variáveis, dezesseis células, podem ocorrer adjacências ou redundâncias nos quadrados das colunas das bordas direita e esquerda. Suponha que o mapa forma de um cilindro onde as extremidades direita e esquerda são adjacentes. Do mesmo modo, o cilindro pode ser imaginado fazendo os extremos superior e inferior do mapa tornarem-se adjacentes. O termo "redundante" simplesmente significa que ao passar de uma célula a outra adjacente somente uma das variáveis de entrada muda.
2. Tente usar cada minitermo num grupo de dois ou quatro. Depois de você ter feito seus agrupamentos iniciais, volte e estude-os, tendo a certeza de que não passou por cima de várias combinações de dois, por exemplo, que poderiam ser feitas em um único grupo lógico de quatro. Quanto maior o número de minitermos incluído num grupo, maior a redução resultante. Haverão algumas ocasiões onde um minitermo não poderá ser incluído em nenhum grupo, quer de dois, quatro ou oito. Em tais casos, nenhuma redução é possível e o minitermos deve ser tratado por si mesmo.
3. Em cada grupo de duas ou quatro variáveis, simplesmente mova-se de um quadrado a outro, notando as variáveis que se alteram. Estas são as redundantes e podem ser excluídas do minitermos. Forme uma nova expressão utilizando as variáveis que não se alteraram.
4. A expressão minimizada é formada produzindo uma equação soma de produtos feita das expressões de produto reduzidas resultantes de cada grupo de minitermos.

Lembrando-se sempre das regras e características discutidas, os exemplos da figura 17-17 serão auto-explanatórios. Há um caso especial, entretanto, que você poderá não reconhecer facilmente. Na figura 17-17C, o minitermo em cada canto do mapa está marcado. Uma vez que os minitermos das colunas da esquerda e direita e das linhas superior e inferior são considerados adjacentes, aqueles localizados nos cantos do mapa são considerados um único grupo de quatro. Isto é mais fácil de perceber, determinando-se quais variáveis mudam ao se passar de uma célula de canto para outra. Como você pode ver, as variáveis A e B mudam ao nos movimentarmos entre estas quatro células. As variáveis $\overline{C}$ e $\overline{D}$, porém, são comuns a elas. Isto permite a redução desse grupo para o simples termo de duas variáveis

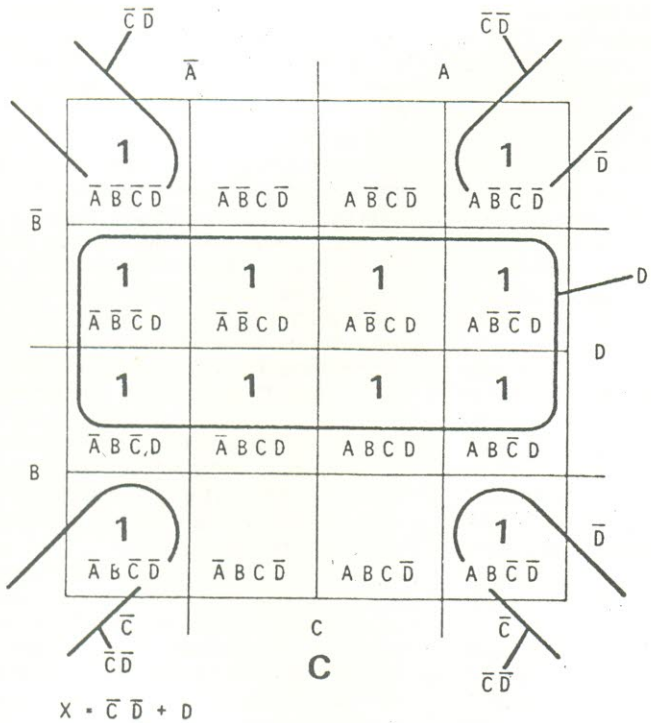
▷



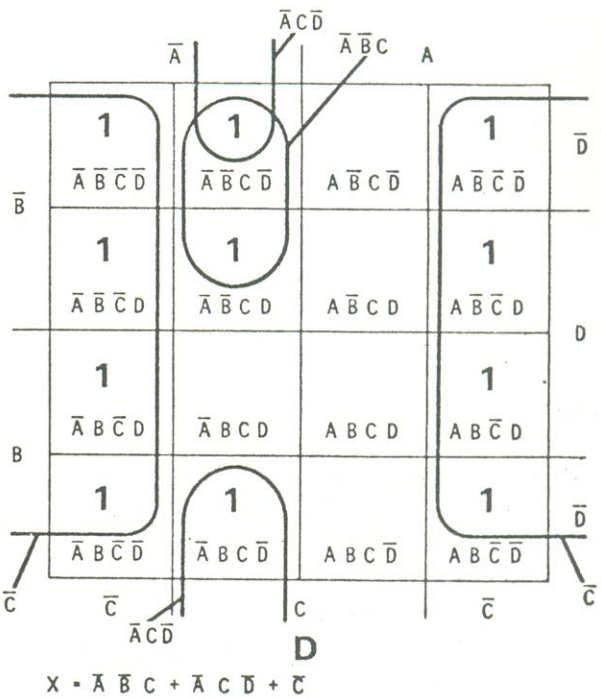
$X = \overline{B}\,\overline{D} + BC + ABD + \overline{B}\,\overline{C}D$



$X = C\overline{D} + A\overline{C} + \overline{B}D$



$X = \overline{C}\,\overline{D} + D$



$X = \overline{A}\,\overline{B}\,C + \overline{A}\,C\,\overline{D} + \overline{C}$

Exemplos de uso do mapa de Karnaugh.

$\overline{C}\,\overline{D}$. Observe ainda o grupo de oito minitermos no centro desse mapa. ao passar de uma célula a outra você notará que as variáveis A, B e C se alteram de um ponto a outro. A única variável que não muda é a D. Portanto, este grupo de variáveis simplesmente representa a variável de entrada D.

Um outro caso especial que pode ocorrer é quando todos os quadrados do mapa forem marcados. Nesse caso, a função representada pelo mapa será 1 binário.

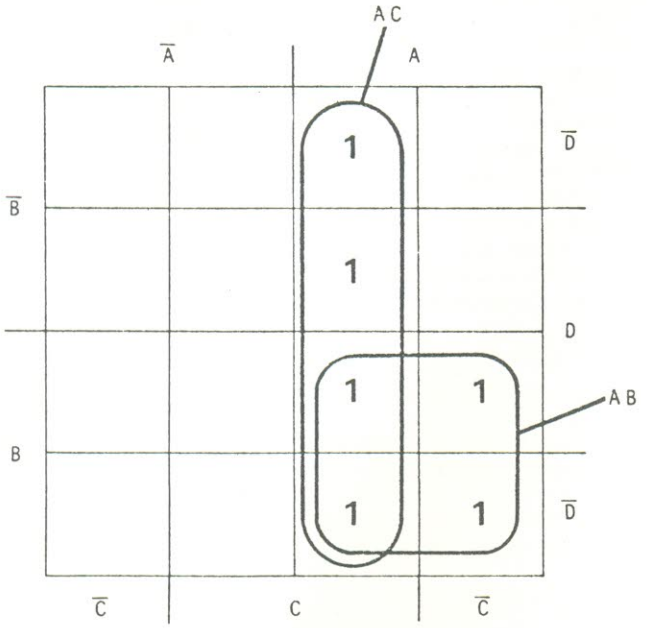
Sumário da Utilização do Mapa de Karnaugh

A lista que se segue é um sumário das regras e procedimentos para o uso dos mapas de Karnaugh na redução de equações lógicas.

1) Estude a tabela verdade ou as equações lógicas para a função a ser minimizada. Determine o número de variáveis de entrada e construa um mapa que contenha o número de células equivalente a dois elevado a uma potência igual ao número de variáveis de entrada.

2) Mapeie os minitermos diretamente partindo da tabela verdae. Se você construiu uma tabela verdade como parte de seu projeto, não haverá necessidade de transformar antes a tabela em equação booleana. Se você tem uma equação ao invés de uma tabela, plote os minitermos no mapa a partir da própria equação.

3) Agrupe os minitermos do mapa em unidades de dois, quatro e oito termos. Tente incluir cada minitermo no maior grupo possível para assegurar uma solução mínima. Cada minitermo



18-17 Mapa de Karnaugh para reduzir a equação do detector de códigos inválidos BCD.

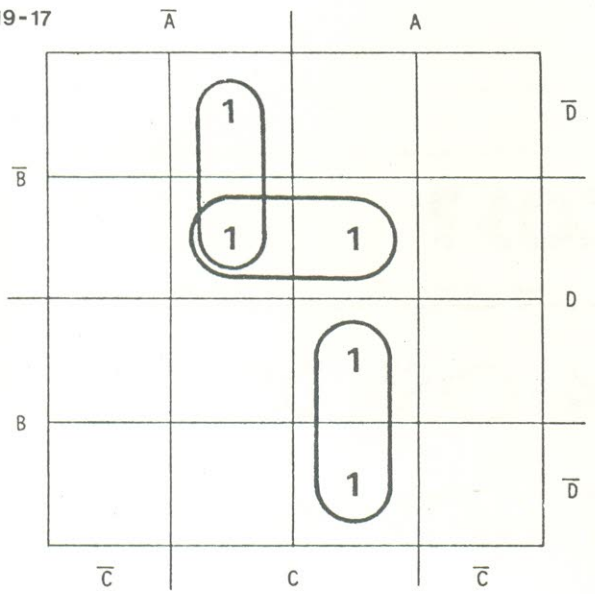
uma expressão reduzida que aparecerá na equação minimizada.

5) Uma vez que você determinou uma expressão produto para cada grupo de minitermos, escreva a expressão final de saída reunindo numa soma os termos produtos desenvolvidos para cada grupo.

Na figura 18-17 apresentamos o mapa de Karnaugh usado na redução da expressão booleana para nosso detector de código BCD inválido. Note que identificamos dois grupos de quatro variáveis. A equação reduzida é muito mais simples que a equação que escrevemos a partir da tabela verdade dada inicialmente.

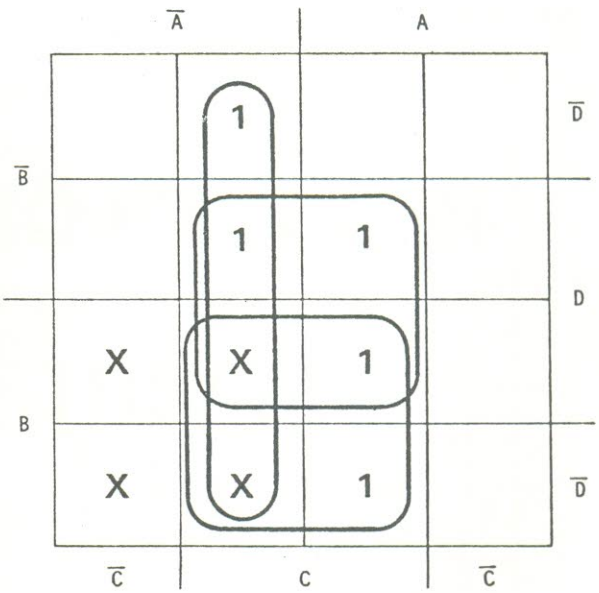
Estados "irrelevantes". Existem algumas situações de projeto onde nem todas as combinações das variáveis de entrada devem ocorrer. Por exemplo, você pode ter identificado a necessidade de quatro variáveis de entrada e seu projeto requerer o uso de somente sete dos dezesseis estados de entrada possíveis. Você poderá usualmente pela aplicação determinar

19-17



$M = \bar{A}\bar{B}CD + \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + A\bar{B}CD + ABCD + ABC\bar{D}$

$M = \bar{A}\bar{B}C + \bar{B}CD + ABC$ **A**



$M = \bar{A}C + CD + BC$ **B**

Exemplo do uso dos estados "irrelevantes" na minimização de funções lógicas.

deverá ser usado ao menos uma vez e poderá ser empregado quantas vezes forem necessárias para formar os grupos para obter um resultado mínimo. Identifique cada grupo de dois, quatro ou oito termos circunscrevendo-o com um laço ou círculo.

4) Observe as variáveis de entrada que mudam de um minitermo a outro em cada grupo. As variáveis que mudam são redundantes e caem fora da expressão. Outro meio de saber isto é observar as variáveis de cada grupo que permanecem ao mudarmos de uma célula adjacente a outra daquele grupo. Use estas variáveis para formar

quais combinações de entrada nunca devem ocorrer. Em outras situações, haverão várias combinações de estados de entrada que não afetarão a operação do circuito e portanto você não se preocupará se elas ocorrem ou não. É útil identificar estes estados "irrelevantes", ou *don't care,* como desig-

▷

RALLY

Com seu *display* fluorescente verde, o *Rally* é um relógio digital especialmente preparado para as condições de funcionamento em automóveis. Além de apresentar em baixo consumo, ele permanece aceso apenas quando a chave de ignição do veículo está ligada. Mas isto não quer dizer que ele interrompa sua contagem quando o carro é desligado; embora apagado, o *Rally* continua o seu trabalho, evitando que você tenha de reajustá-lo a cada vez que entra no carro. E tem mais, a luminosidade do *display* é automaticamente controlada pelas condições de luz ambiente.

KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais
À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

nam os americanos. Tais estados são valiosos na minimização da expressão lógica com o uso do mapa de Karnaugh. Os estados irrelevantes são plotados no mapa juntamente com os minitermos especificados pela tabela verdade ou equação. Na maioria dos casos eles irão ajudar na redução do circuito requerido para implementar a função desejada.

Para ilustrar este conceito, suponha que seu projeto precisa de quatro variáveis de entrada e a função de saída é indicada pela equação:

$$M = \bar{A}\bar{B}CD + \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + A\bar{B}CD + ABC\bar{D} + ABCD$$

A figura 19-17A mostra como esta função é plotada num mapa de Karnaugh. As variáveis são agrupadas para reduzir a quantidade de circuito requerida para implementar a função. Isto simplifica grandemente a função, como você pode ver pela equação reduzida:

$$M = \bar{A}\bar{B}C + \bar{B}CD + ABC$$

No seu processo de projeto suponha que você determinou que existem quatro estados irrelevantes. Estes são: $\bar{A}BC\bar{D}$, $ABC\bar{D}$, $\bar{A}BCD$ e $\bar{A}BC\bar{D}$. Estes quatro estados podem ser plotados no mapa como mostra a figura 19-17B.

Os estados irrelevantes são indicados por X ao invés do 1 binário usado para designar os minitermos requeridos. Você pode agora usar os estados irrelevantes junto com os minitermos designados, para produzir maior redução dos circuitos. Os Xs podem ser agrupados com os 1s para formar grandes grupos. No caso, você pode ver que foram formados três grupos de quatro. A equação resultante é:

$$M = \bar{A}C + CD + BC$$

Esta equação é mais simples tanto com relação à equação original, quanto em relação à versão reduzida. Quando projetar um circuito lógico combinacional, não se esqueça de fazer todas as tentativas para identificar estes estados irrelevantes, uma vez que reduções significativas no tamanho e complexidade do circuito podem ser conseguidas. □

KITS ELETRÔNICOS ?

SÓ KIT
SÓ KIT

A CASA DO KIT ELETRÔNICO

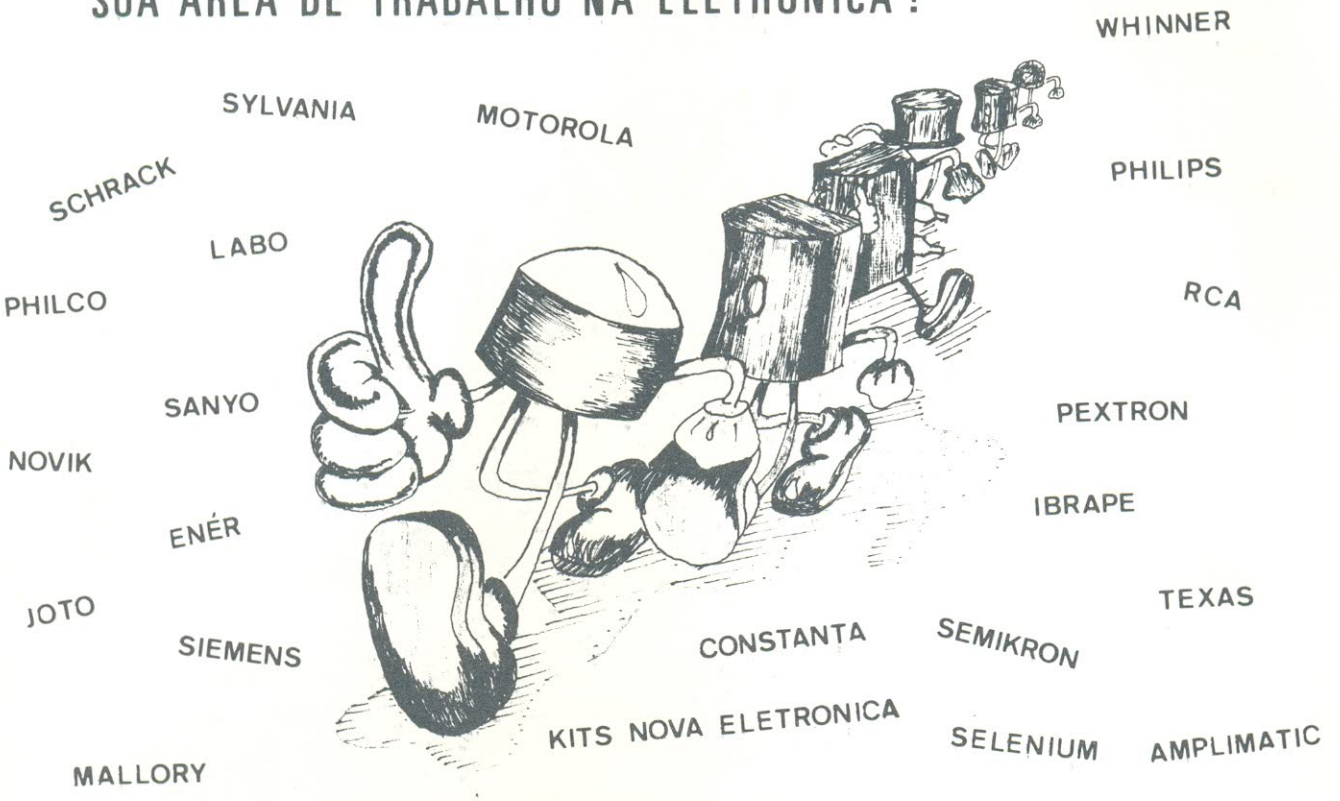
·Assistência Técnica
·Reposição e Venda de Peças e Componentes

R. Vitória, 206 · Fone: 221·4747 · CEP 01210 · S. Paulo

(Estacionamento Grátis para Clientes: R. Vitória, 317)

Revendedor Superkit, Malitron e Nova Eletrônica.

SEJA VOCÊ ENGENHEIRO, TÉCNICO OU SIMPLESMENTE UM CURIOSO HOBBISTA, NÓS TEMOS O COMPONENTE EXATO PARA SUA ÁREA DE TRABALHO NA ELETRÔNICA!



RÁDIO ELÉTRICA SANTISTA LTDA.,

HÁ 26 ANOS SERVINDO COM VARIEDADE E QUALIDADE VASTA LINHA DE COMPONENTES, INSTRUMENTOS E DEMAIS PRODUTOS ELETRÔNICOS!

MATRIZ
Rua Cel. Alfredo Fláquer, 110 - Santo André
Vendas - Fone: 449.6688 (PABX)
Inscr. 626.020.510

FILIAL 1
Av. Goiás, 762 - Fones: 442.2069 e 442.2855- São Caetano
Inscr. 636.012.510

FILIAL 2
Rua Marechal Deodoro, lojas 10/11-Conj.Anchieta
São Bernardo do Campo- Fones:442.3299 e 448.7725
Inscr. 635.006.960 - Prédio Próprio.

VENDAS PELO REEMBOLSO POSTAL E AÉREO sofrem um acréscimo de Cr$ 70,00 para despesas, nas compras abaixo de Cr$ 1.000,00

«KITS» NOVA
ELETRÔNICA
E COMPONENTES

TRANSIENTE

COMÉRCIO
DE APARELHOS
ELETRÔNICOS LTDA.

Curitiba — PR
Av. Sete de Setembro, 3664 — Fone: 24-7706

Anunciantes deste número

BARTÔ REPRESENTAÇÃO E COMÉRCIO LTDA.	90
BRASITONE	88
CASA STRAUCH	43
COMERCIAL BEZERRA LTDA.	91
COMERCIAL IMPORTADORA ALP	60
DATATRONIX ELETRÔNICA LTDA.	17
DIGITAL COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA.	97
ELETRÔNICA RADAR LTDA.	97
GEMAEFFE COMÉRCIO IMPORTAÇÃO E EXPORTAÇÃO LTDA.	95
N.S. ELETRONICS	55
RÁDIO SHOP	83-84-85
R.E. SANTISTA	103
SÓ KIT	102
TRANSIENTE COMÉRCIO DE APARELHOS ELETRÔNICOS LTDA.	104
UNICOBA	19
NOVIK S.A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO	2ª CAPA
FILCRES	3ª CAPA
BRAVOX	4ª CAPA

CADERNO FILCRES

FILCRES
IMPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES LTDA.

RUA AURORA 165 CEP 01209 -- C.P. 18767 — SP
171

FONES
223-7388
222-3458
221-0147
RAMAIS
2 12 18 19 20

TELEX 1131298 FILG BR

COMO COMPRAR NA FILCRES

COMPRAR NA FILCRES DEIXOU DE SER PRIVILÉGIO DE QUEM MORA EM SÃO PAULO

UTILIZE UM DE NOSSOS SISTEMAS DE VENDA À DISTÂNCIA

— REEMBOLSO AÉREO:

No caso do cliente residir em local atendido pelo reembolso aéreo da Varig (vide relação abaixo), poderá fazer seu pedido por carta, telex (1131298 - FILG - BR) ou pelo telefone 223-7388 ramais 18/19 20 e 2.
CIDADES :- Aracajú, Araxá, Belém, Bagé, Belo Horizonte, B.J.da Lapa Brasilia, Campina Grande, Curitiba, Florianopolis, Fortaleza,Foz de Iguaçu, Goiânia, Itabuna, Ilhéus, Itajai, Imperatriz, Londrina,João Pessoa, Joinvile, Maceió, Manaus, M.Claros, Natal, Petrolina,P.Afonso, Porto Alegre, Recife, Rio de Janeiro, Salvador, São Leopoldo, Santarém, Santa Maria, São Luiz, Uberaba, Vitória, Uberlandia.

— VALE POSTAL:

Neste caso o cliente deverá dirir-se a qualquer agência do Correio, onde poderá adquirir um vale postal no valor desejado, em nome da Filcres Impor. Repres. Ltda. Deverá ser enviado junto com o pedido o nome da Transportadora e a via de transporte :- correio, aéreo ou rodoviário. Também deverá ser enviada a importância de Cr$ 50,00 para cobrir as despesas de procedimento e embalagem.

— CHEQUE VISADO:

Quanto a compra for efetuada desta forma, o cliente deverá enviar pelo correio, juntamente com seu pedido, um cheque visado pagável em São Paulo em nome da Filcres Impor. Repres. Ltda. especificando o nome da transportadora e a via de transporte :- correio aéreo ou rodoviário.Também deverá ser enviada a importância de Cr$ 50,00 para cobrir as despesas, de procedimento e embalagem.

OBSERVAÇÕES:

1) - Pedido mínimo :- Cr$ 1.500,00

2) - Nos casos em que o produto solicitado estiver em falta, no momento do pedido, o cliente será avisado dentro de um prazo máximo de 15 dias e, caso tenha enviado cheque ou vale postal estes serão devolvidos.

3) - Muito cuidado ao colocar o endereço e o telefone de sua residencia ou os dados completos de sua firma, pois disto dependerá o perfeito atendimento deste sistema.

4) - O frete da mercadoria e os riscos de transporte da mesma correrão sempre por conta do cliente.

5) - Preços sujeitos a alterações sem prévio aviso.

6) - CONSULTE NOSSOS VENDEDORES :- Araújo, Claudinho, Gilberto,Jerônimo, Teles, Mauricio e Orlando.

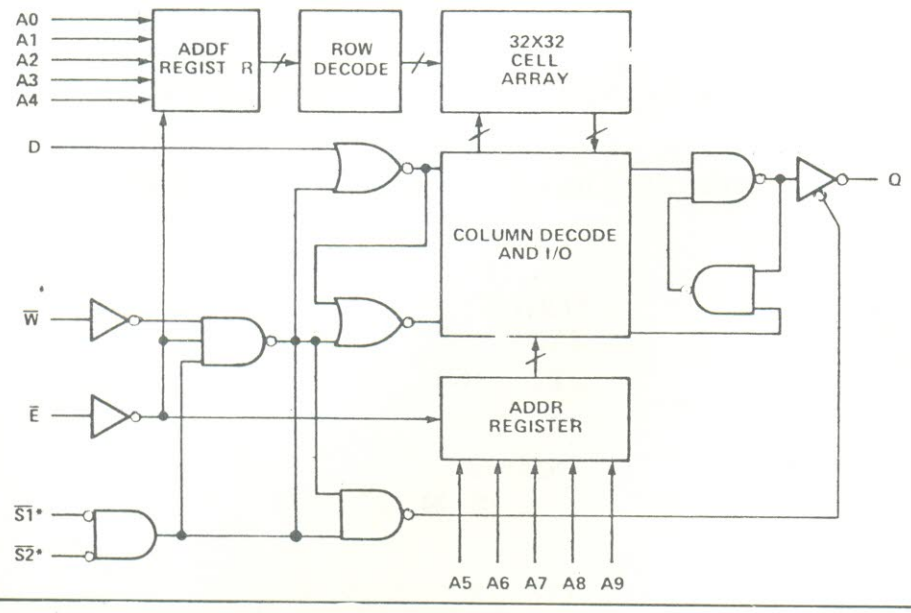
RUA AURORA, 165
SÃO PAULO — SP
TEL.: 223-7388
RAMAIS: 2 • 18 • 19 • 20
TELEX: 1131298 FILG · BR

NOVOS PRODUTOS

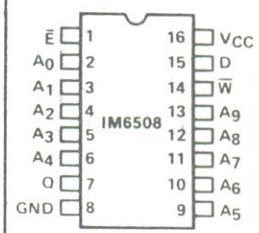
6508 — CMOS RAM (1024 × 1)

Memória de baixo consumo, nova no mercado nacional, estática e fabricada com tecnologia CMOS. Requer microwatts de potência em seu consumo, possui organização de 1024 bits (1024 × 1), rápido tempo de acesso (450 NS) e alimentação de 5 V consumindo 5 uW. Além disso é compatível com a lógica TTL e saídas em 3 estados (three state).
Preço Cr$ 511,50

BLOCK DIAGRAM



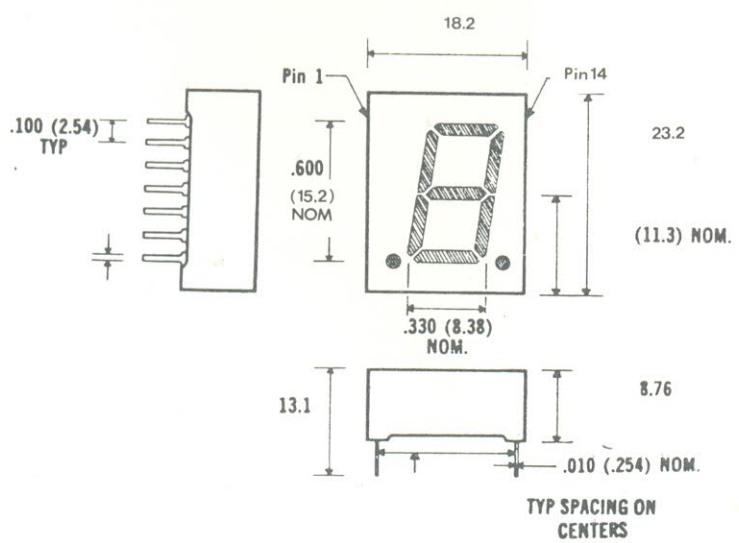
PIN CONFIGURATION



XAN 6640

Display standard vermelho de 15,2 mm, cátodo comum com aplicações diversas nas áreas de instrumentação, equipamentos digitais, produtos de consumo, etc. Possui luminosidade de 550 udc @ 20MA e consome 25MA máx. por segmento
Cr$ 60,00

.6 INCH (15.2 mm) NUMERIC



Common Cathode Left Decimal	XAN 6640
1	Anode A
2	Anode F
3	Common Cathode
4	Anode E
5	No Pin
6	Anode DP
7	No Pin
8	Anode D
9	Common Cathode
10	Anode C
11	Anode G
12	Anode B
13	No Pin
14	Common Cathode

NOVOS PRODUTOS

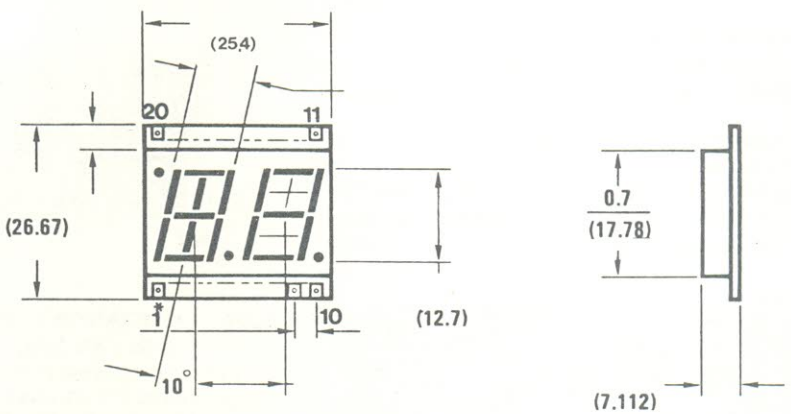
NSN 583 — catodo comum
NSN 584 — anodo comum

Apresenta-se com 2 dígitos em material GaAsP, pré-fosforizado para melhor brilho, excelente contraste em ON-OFF, ou melhor; distinção total entre um dígito aceso ou apagado.
Aplicações:
- Equip. de testes
- Prod. de consumo
- Instrumentação
- Controles industriais
- Instrumentos digitais
- Calculadoras de mesa
- Relógios
- Indicador para elevadores
- Indicador para canais de TV

Cr$100,00

	NSN 583		NSN 584	
	D 1	D 2	D 1	D 2
A	16	13	16	13
B	15	12	15	12
C	5	10	4	9
D	3	8	3	8
E	1	7	1	7
F	18	14	18	14
G	20	6	20	6
DP	4	9	5	10
NC	2		2	
NC	17		17	
NC	19		19	
AC/CC	PINO 11			

Physical Dimensions (millimeters)

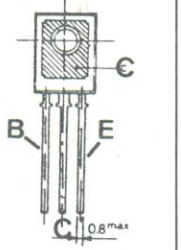


BD 379 — NPN
BD 380 — PNP

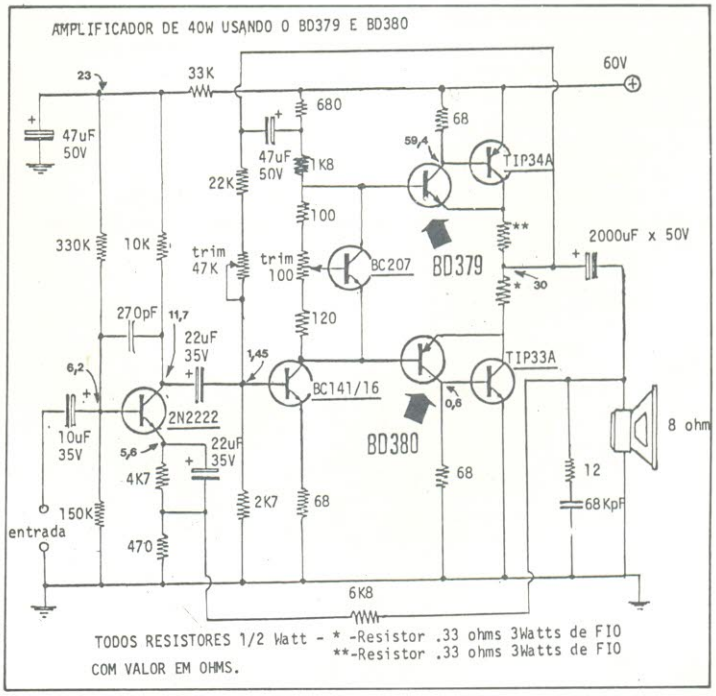
Transistores de média potência, usados geralmente em áudio, circuitos de chaveamento, etc.
Montagem complementar, Darlington ou mesmo separadmente, substituem com vantagem e desempenho o BD 139 E BD 140
Especificações:

	BD 379	BD 380
Vcbo	100 V	-100 V
Vceo	80 V	-80 V
Ic	2 A	-2 A
IB	1 A	-1 A
P_{TOT}	25 W	25 W

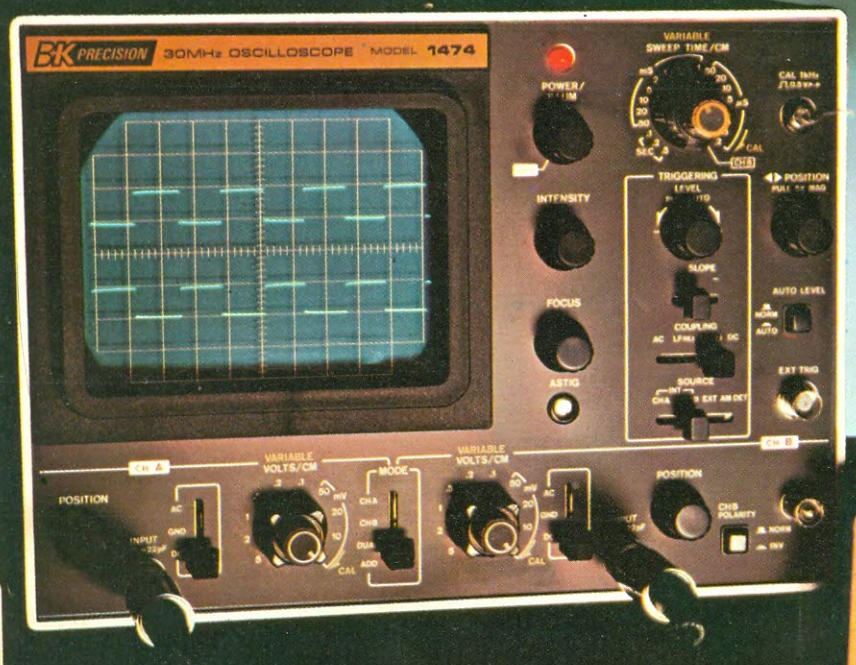
Cr$ 30,00



TO-126



B&K 1474 • OSCILOSCÓPIO DUPLO TRAÇO DE 30 MHz
Tempo de resposta menor que 11,7 ms
Trigger para maior que 50 MHz
5mV/cm de sensibilidade vertical
Seleção automática de trabalho CHOP ou ALTERNATIVE
Testa vários tipos de circuitos lógicos, inclusive ECL
Filtros passa-alta e filtros passa-baixa internos
Mantém precisão de calibração em sinais maiores que 105-130 VAC e 205-260 VAC
20 escalas calibradas da varredura - 0,2us/cm até 0,5 s/cm
Subtração e adição algébrica de sinais
Detetor de RF interno para a amostragem da envoltória
Tela iluminada e pontas de prova incluídas



B&K 820 - CAPACÍMETRO
Mede capacitância desde 0,1 pF até 1 F
Resolução de 0,1 pF
10 faixas para maior precisão nas leituras
4 dígitos num display a LED
0,5% de precisão
entrada para pinos banana ou de inserção
protegido por fusíveis
indicação de ultrapassagem de fundo de escala (overrange)

COMPRE UM INSTRUMENTO ELETRÔNICO IMPORTADO DE ALTA QUALIDADE POR UM PREÇO MUITO VANTAJOSO:

COMPRE B&K PRECISION, NA FILCRES.

A Filcres trouxe ao Brasil a linha completa B&K Precision: Multímetros digitais, Frequencímetros, Geradores de RF, Geradores de função, Testadores de semicondutores, Traçadores de curvas, Geradores de sinal, Analisadores de desempenho para faixa do cidadão e Osciloscópios de 5MHZ até 35MHZ.

Cada um destes instrumentos, mantendo os mais altos indíces de qualidade e precisão dos E.U.A., apresenta uma vantagem indispensável para o mercado brasileiro: versatilidade.

O espaço deste anuncio seria muito pequeno para descrevermos o orgulho que temos destes instrumentos, sua acuidade, capacidade, a inteligência dos acessórios, a gama de aplicações, design substancial, etc.; além de que, você é o técnico e vai querer respostas a outras perguntas, às suas perguntas.

Tome uma decisão simples e inteligente: solicite ao nosso representante técnico uma demonstração do instrumento de seu interesse; para isso basta falar com a Srta. Cileide pelos tels.: 221-0147/222-3458. Ou visite nosso Show-room de Instrumentos, à rua Aurora, nº 165/171.

Estamos confiantes de que você vai encontrar na linha B&K tudo o que você espera de uma instrumentação eletrônica com mais de 30 anos de experiência nos E.U.A. Menos o preço que, como já avisamos, vai lhe parecer meio subdesenvolvido.

FILCRES

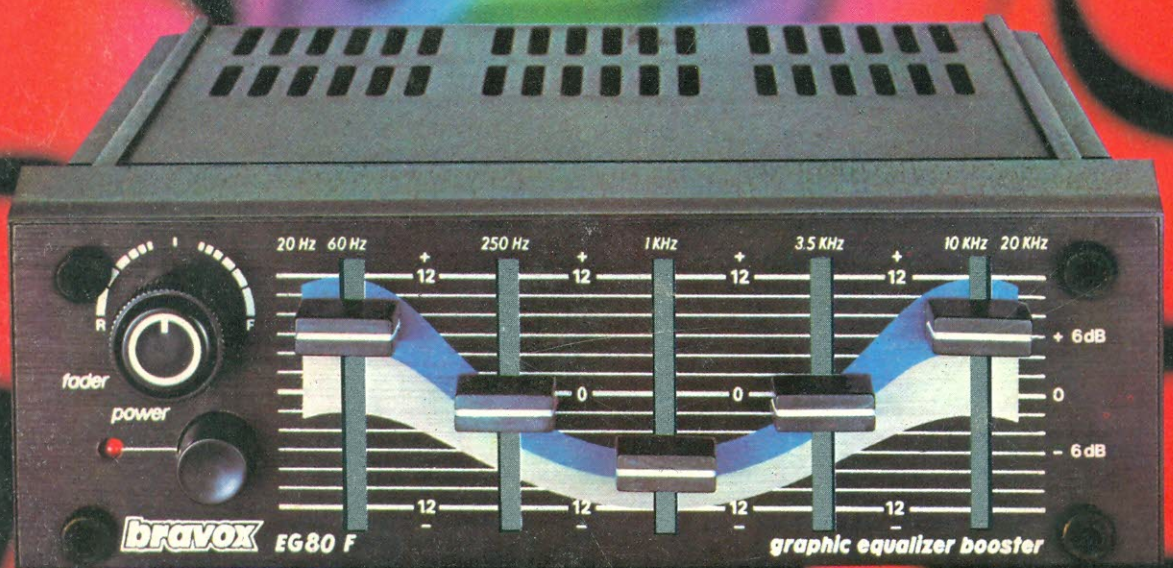
Filcres e distribuidores em todo o Brasil
PBX: 223-7388 - C.P.: 18.767 - SP - CEP: 01209
TELEX: 01131298 FILG

Viaje para o mundo maravilhoso e infinito dos sons além dos graves e agudos.

bravox

EG 80 F

o equalizador total para automóveis



Graves e agudos são os extremos do som.
Mas entre eles há um mundo maravilhoso
e infinito de nuances sonoras,
onde a maioria das vozes e instrumentos cria e
executa as mais lindas melodias.
Normalmente não percebemos toda essa beleza
com a nitidez necessária, ou então, as condições
acústicas do carro, a recepção do rádio, a reprodução
do toca-fitas, ou até mesmo as gravações nas fitas
não a realçam o suficiente.
O equalizador bravox EG 80 F, com 5 chaves deslizantes
e potente amplificador interno, possibilita
realçar ou atenuar todas as freqüências,
além dos graves e agudos.
O equalizador bravox EG 80 F leva você
a esse infinito e maravilhoso
mundo de sons. Viaje conosco, para
esse mundo fantástico.

hi-fi car bravox